



4

Manual
de
utilizare

CIRCUITE INTEGRATE LINIARE

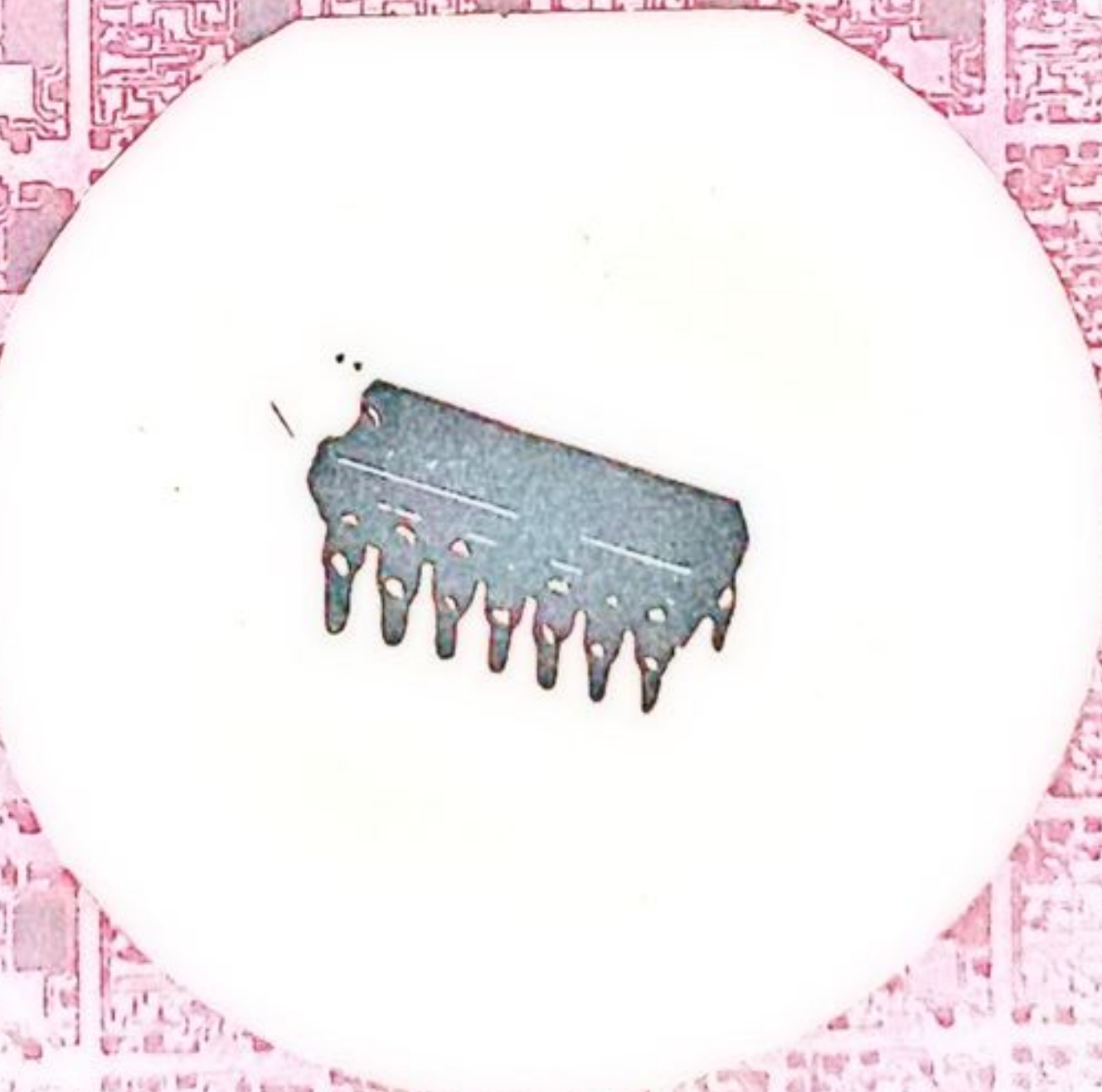
AUTOMATICA

ELECTRONICA

INFORMATICA

MANAGEMENT

SERIA PRACTICA



BIBLIOTECA DE AUTOMATICĂ, INFORMATICĂ, ELECTRONICĂ, MANAGEMENT

SERIA PRACTICĂ

- Automatică
- Informatică
- Electronică
- Management

M. K. Starr. Conducerea producției. Sisteme de execuție
V. Crăciunoiu ș.a. Elemente de execuție
A. Vlădescu ș.a. Radioreceptoare
M. Mayer. Tiristoare în practică Mutatoare cu comutație forțată
G. Möltgen. Tiristoare în practică. Mutatoare cu comutație de la rețea
L. Zamfirescu, I. Oprescu. Automatizarea cuptoarelor industriale
I. Papadache. Automatica aplicată, ediția I-a și a II-a
Șt. Alexandru. Automatizarea proceselor tehnologice în industria lemnului
V. H. Lisicikin. Prognoza tehnico-științifică în ramurile industriei
G. Raymond. Tehnica televiziunii în culori
J. J. Samuelly, J. Pignaret, A. Sarazin. Instrumentația electronică în fizica nucleară
T. Homos. Capacitate de producție în construcții de mașini
S. Radu, D. Filoti. Centrale telefonice automate. Sisteme de comutație.
R. Stere ș.a. Tranzistoare cu efect de câmp
D. N. Sapiro. Proiectarea radioreceptoarelor
V. Antonescu, M. Popovici. Ghid pentru controlul statistic al calității producției
N. Stanciu ș.a. Tehnica imaginii în cinematografie și televiziune
P. Vezeanu, Șt. Pătrașcu. Măsurarea temperaturii în tehnică
T. Penescu, V. Petrescu. Măsurarea presiunii în tehnică
P. Popescu, P. Mihordea. Măsurarea debitului în tehnică
P. Vezeanu. Măsurarea nivelului în tehnică
C. Hidoș, P. Isac (coordonatori) Studiul muncii, vol. I—VIII
V. Baltac ș.a. Calculatorul FELIX C-255, Structură și programare
R. L. Morris. Proiectarea cu circuite integrate TTL
Ishikawa Kaoru. Controlul de calitate pentru maiștri
A. M. Buktarov ș.a. Culegere de probleme de programare
P. Constantinescu, Sisteme informatice, modele ale conducerii și sistemelor conduse
E. S. Buffa. Conducerea modernă a producției, vol. I și II
A. Vălășescu ș.a. Dispozitive semiconductoare. Manual de utilizare
A. Nadolo. Măsurarea volumului și cantității lichidelor în industrie
Ch. Jones Design. Metode și aplicații
Gh. Pisău ș.a. Elaborarea și introducerea sistemelor informatice
C. Hidoș. Analiza și proiectarea circuitelor informaționale în unitățile economice
A. Vălășescu ș.a. Circuite integrate liniare. Manual de utilizare vol. 1, 2 și 3.
M. Silișteanu ș.a. Scheme de televizoare, magnetofone, picupuri vol. 1 și 2 ed. a II-a
D. W. Davies. Rețele de interconectarea calculatoarelor
V. Pescaru ș.a. Fișiere, baze și bănci de date
Gh. Baștiurea ș.a. Comanda numerică a mașinilor-unelte
N. Sprinceană, ș.a. Automatizări discrete în industrie, Culegere de probleme
M. Florescu. Cibernetică, automatică, informatică în industria chimică
S. Călin, Optimizări în automatizări industriale
S. Maican. Sisteme numerice cu circuite integrate
I. Ristea ș.a. Manualul muncitorului electronist
M. Simionescu. Proiectare unitară a circuitelor electronice
C. Gluceru. Tehnica măsurărilor în telecomunicații
P. Nișulescu. Electroalimentarea instalațiilor de telecomunicații
R. Răpeanu ș.a. Circuite integrate analogice catalog.
Șt. Loxneanu ș.a. Casetofone. Depanare. Funcționare.
T. Rădulescu ș.a. Centrale telefonice automate
N. Iosif ș.a. Tiristoare și modele de putere. Catalog
P. Postelnicu — Sisteme și linii de transmisiuni telefonice
M. Silișteanu ș.a. Receptoare TV în culori

PREFAȚA

Acest volum — al patrulea — al seriei Manualelor de utilizare prezintă o serie de circuite aflate în producția curentă a IPRS-Băneasa care pot fi descrise ca circuite de uz general cu o largă clasă de aplicații.

Primul capitol — elaborat de ing. G. Tănase — descrie convertorul D/A de 8 biți- β DAC 08.

Capitolul 2 — elaborat de ing. S. Negru — prezintă circuitul β AA 145 destinat comenzii în fază a tiristoarelor și triacelor.

Atât circuitul β DAC 08 cât și circuitul β AA 145 au un statut cert de standard industrial constituind inima a zeci de aplicații. Din acest motiv acestor două circuite li s-a rezervat o parte importantă a volumului de față insistându-se nu numai asupra aplicațiilor (de altfel bogat reprezentate) ci și asupra structurii și modului lor de funcționare.

Capitolul 3 — elaborat de ing. G. Tănase — și capitolul 4 — elaborat de ing. A. Năstase — descriu două circuite cu un grad de complexitate aparent redus: β A 726 — două tranzistoare npn monolitice și o oglindă de curent, termostatare și, respectiv, β A 3054 — două perechi diferențiale, cu sursă de curent în emitoare, complet independente. Aplicațiile fac apel la proprietatea cea mai interesantă din punctul de vedere al utilizării: dată fiind realizarea monolitică nivelul de împerechere electrică și termică a componentelor este excelent. În plus circuitul β A 726 dispune și de un termostat realizat în cipul din siliciu; termostat care menține constantă temperatura cipului. Datorită prezenței termostatlui devin realizabile o serie de aplicații în care se exploatează tocmai reducerea majoră a dependenței parametrilor electrici de variațiile temperaturii mediului ambiant. De observat că se recomandă conectarea termostatlui numai în cazurile în care aplicația folosește fie numai unul din tranzistoarele existente pe cip fie impune condiții de împerechere termică relativ relaxate. Explicația acestei recomandări constă în apariția unui gradient neneglijabil de temperatură pe cip odată cu conectarea termostatlui (datorită rezistenței termice de valoare mică a capsulei utilizate), fapt care conduce la o ușoară dezechilibrare termică a celor două tranzistoare.

Capitolul 5 — elaborat de ing. V. Gheorghiu — descrie circuitul β TDA 655 destinat reglării turației motoarelor de c.c. utilizate în casetofoane.

Capitolul 6 — elaborat de ing. N. Marinescu — prezintă familia de circuite β L 100 destinate comenzii liniare sau logaritmice a unei barete de LED-uri.

Includerea acestei familii de circuite în volumul de față „face public” nivelul deosebit de competitiv atins de IPRS-Băneasa în proiectarea și realizarea de circuite analogice bipolare. Este vorba de renunțarea la prelucrarea directă,

„cuvînt cu cuvînt”, a unui circuit integrat preferîndu-se modificarea sau reconstrucția sa completă astfel încît circuitul asimilat să poată fi produs mai eficient sau la parametri superiori în comparație cu modelul de referință. De o astfel de procedură au beneficiat multe din circuitele produse anterior familiei β L 100 cum ar fi, de exemplu, β E555, TDA 440, TDA 1170, β A 723, β A 741, β M 108A etc.

În cazul familiei β L 100 reconstrucția circuitelor a atins un astfel de nivel încît comparația directă cu modelele de referință arată clar că este vorba de fapt de circuite noi, originale.

Sîntem convinși că aceasta este calea corectă și eficientă care poate fi caracterizată lapidar astfel: a învăța din greșelile altora fără a le subevalua însă ideile bune.

Coordonarea activității colectivului de autori a fost asigurată de ing. M. Bodea și ing. A. Vătășescu care au prelucrat și prezentat într-o formă unitară materialele elaborate de membrii colectivului.

AUTORII

București, 21 Decembrie 1984

CUPRINS

PREFAȚA

CAPITOLUL 1. μDAC 08 CONVERTOR DIGITAL — ANALOG DE 8 BIȚI	13
1.1. Prezentarea circuitului	13
1.1.1. Destinație	13
1.1.2. Schema-bloc	13
1.2. Schema electrică funcțională	15
1.3. Schema electrică completă	19
1.3.1. Circuitul de polarizare	19
1.3.2. Circuitul de interfață	25
1.3.3. Circuitul de comutare curenți	30
1.3.4. Amplificatorul pentru curentul de referință	32
1.3.5. Circuitul rețelei de ponderare curenți	37
1.3.6. Curenții de alimentare ai convertorului	45
1.4. Parametri	47
1.4.1. Mărimi specifice convertoarelor D/A	47
1.4.2. Performanțele circuitului	49
1.4.3. Măsurări la fabricant	49
1.4.4. Măsurări la utilizator	55
1.5. Scheme fundamentale de utilizare	62
1.5.1. Alimentarea circuitului	62
1.5.2. Observații asupra comportării circuitului în temperatură	63
1.5.3. Funcționarea cu tensiuni pozitive de referință	64
1.5.4. Funcționarea cu tensiuni negative de referință	64
1.5.5. Funcționarea cu tensiuni alternative de referință	65
1.5.6. Ajustarea curentului de ieșire la capăt de scală	67
1.5.7. Obținerea curentului de referință	67
1.5.8. Obținerea tensiunii de control a pragului logic pentru diverse familii logice	68
1.5.9. Inhibarea ieșirii convertorului	69
1.5.10. Conversie D/A cu sarcină rezistivă și ieșire diferențială	70
1.5.11. Conversie D/A cu sarcină rezistivă și tensiune de ieșire bipolară	71
1.5.12. Conversie D/A cu ieșire în tensiune simetrică față de zero	71
1.5.13. Conversie D/A cu tensiunea de ieșire decalată	72
1.5.14. Conversie D/A cu ieșire în tensiune negativă	73
1.5.15. Conversie D/A cu ieșire în tensiune pozitivă	74
1.5.16. Recomandări pentru utilizare	75
1.6. Aplicații	79
1.6.1. Convertor D/A de două cifre	79
1.6.2. Convertor D/A de trei cifre (BCD)	80
1.6.3. Convertor D/A rapid utilizând amplificatoarele operaționale de viteză OP-17, OP-16, OP-15, (sau LF 155, LF 156, LF 157)	81
1.6.4. Convertor A/D de 8 biți	84
1.6.5. Convertor A/D rapid	87
1.6.6. Convertor A/D cu intrare diferențială	91

1.6.7.	Sistem de conversie A/D controlat de micro-procesor	92
1.6.8.	Adunarea sau scăderea binară cu ieșire analogică	95
1.6.9.	Adunare binară în patru cadrane cu ieșire analogică	96
1.6.10.	Înmulțirea a două cuvinte binare cu ieșire analogică (într-un singur cadran)	97
1.6.11.	Înmulțirea între o mărime analogică și un cuvânt logic cu ieșire analogică	98
1.6.12.	Înmulțirea a două cuvinte binare cu ieșire analogică (în patru cadrane)	100
1.6.13.	Împărțire între o mărime analogică și un cuvânt logic cu ieșire analogică	102
1.6.14.	Împărțire între două cuvinte logice cu ieșire analogică	102
1.6.15.	Raportul a două tensiuni analogice (într-un singur cadran) cu ieșire binară	103
1.6.16.	Raportul a două tensiuni analogice (în patru cadrane) cu ieșire binară	104
1.6.17.	Atenuator programabil cuplat în curent continuu	105
1.6.18.	Atenuator programabil pentru aplicații audio	107
1.6.19.	Atenuator programabil de curent alternativ, de bandă largă și impedanță mare de intrare	110
1.6.20.	Sursă de curent programabilă binar	111
1.6.21.	Bucă de curent 4...20 mA programabilă binar	112
1.6.22.	Generator de funcții	114
1.6.23.	Controlul numeric al funcționării temporizatorului $\beta E555$	115
1.6.24.	Generator de impulsuri cu amplitudine programabilă	121
1.6.25.	Detectarea și memorarea valorilor de vîrf	122
1.6.26.	Circuit de eșantionare și memorare cu durată infinită	123
1.6.27.	Comanda afișajelor cu tub catodic fără utilizarea transformatoarelor	127
1.6.28.	Sistem cu traductor în punte	127
1.6.29.	Echilibrarea punților cu traductoare	129
1.6.30.	Detector de defecte pe rețeaua de alimentare de c.a.	130
1.6.31.	Compensarea tensiunii de offset a unui amplificator operațional prin control digital	131
1.6.32.	Comanda transformatoarelor cu priză mediană	131
1.6.33.	Emitător/receptor diferențial de linie pentru logică CMOS	132
1.6.34.	Emitător MODEM	133
1.7.	De reținut pentru utilizare	133
1.8.	Alte circuite	136
	Bibliografie	136

CAPITOLUL 2. CIRCUIT PENTRU COMANDA ÎN FAZĂ A TIRISTOARELOR (TRIACELOR) — $\beta A4 145$	137
2.1. Prezentarea circuitului	137
2.1.1. Introducere	137
2.1.2. Circuitul $\beta A4 145$. Destinație	141
2.1.3. Schema bloc	145
2.2. Schema electrică	149
2.2.1. Alimentarea circuitului	149

2.2.2.	Blocul de sincronizare și detectorul de nul	151
2.2.3.	Generatorul de rampă și comparatorul	162
2.2.4.	Etajul monostabil	176
2.2.5.	Blocul logic și etajele de ieșire	182
2.3.	Parametri	187
2.3.1.	Performanțele circuitului	187
2.3.2.	Măsurători la fabricant	194
2.3.3.	Măsurători la utilizator	202
2.4.	Aplicații	204
2.4.1.	Comanda monoalternanță a unui tiristor de 1A	205
2.4.2.	Comanda bialternanță a două tiristoare de 1A montate antiparalel	209
2.4.3.	Comanda unui tiristor de 22A	212
2.4.4.	Comanda unui tiristor de 1 A cu separare galvanică totală	213
2.4.5.	Comanda bialternanță a unui tiristor de 1 A cu montaj în punte	113
2.4.6.	Comanda în cadranul I a unui triac de 6 A	216
2.4.7.	Comanda în cadranul III a unui triac de 6 A	217
2.4.8.	Comanda în cadranul II a unui triac de 6A	218
2.4.9.	Controlul turației unui ventilator în funcție de temperatura ambiantă	219
2.4.10.	Comanda turației unui motor universal	221
2.4.11.	Punte redresoare monofazică semicomandată	222
2.4.12.	Punte redresoare trifazică semicomandată	224
2.4.13.	Circuit cu histerezis pentru protecția la străpungere a elementului de putere comandat	225
2.4.14.	Circuit cu acțiune gradată pentru protecția la străpungere a elementului de putere comandat	227
2.5.	De reținut pentru utilizare	232
2.6.	Alte circuite	233
2.6.1.	Circuitul TEA 1007 (AEG-TELEFUNKEN)	233
2.6.2.	Circuitul U 106BS (AEG-TELEFUNKEN)	234
2.6.3.	Circuitul U 111B (AEG-TELEFUNKEN)	238
2.6.4.	Circuitul U 217B (AEG-TELEFUNKEN)	238
2.6.5.	Circuitele L120, L121 (SGS-ATES)	242
2.6.6.	Circuitul TCA 780 (SIEMENS)	245
2.6.7.	Circuitul CA 3058 (RCA)	247
	Bibliografie	251

CAPITOLUL 3 3A726 TRANZISTOARE TERMOSTATATE 252

3.1.	Prezentarea circuitului	252
3.2.	Schema electrică	253
3.2.1.	Tranzistoarele pereche	254
3.2.2.	Oglinda de curent	254
3.2.3.	Termostatul	255
3.3.	Parametri	264
3.3.1.	Performanțele circuitului	264
3.3.2.	Măsurători la fabricant	266
3.3.3.	Măsurători la utilizator	270
3.4.	Aplicații	271
3.4.1.	Termometru analogic	271
3.4.2.	Oscilator LC	273
3.4.3.	Amplificator cu derivă redusă	275
3.4.4.	Amplificator de instrumentație	277
3.4.5.	Referință de tensiune compensată în temperatură	278
3.4.6.	Amplificator logaritmice	281
3.4.7.	Circuit pentru obținerea rădăcinii patrute	282
3.4.8.	Circuit pentru ridicare la pătrat	284

3.4.9.	Circuit pentru înmulțirea și împărțirea a două semnale analogice	284
3.4.10.	Referință de tensiune de valoare mică	285
3.4.11.	Detector <i>MA</i> fără prag	287
3.4.12.	Generator de zgomot	288
3.5.	Alte circuite cu substrat stabilizat termic	289
	<i>Bibliografie</i>	291
CAPITOLUL 4	BA3054 ARIE DE TRANZISTOARE	292
4.1.	Prezentarea circuitului	292
4.1.1.	Destinație	292
4.1.2.	Descrierea circuitului	292
4.2.	Parametri	293
4.2.1.	Performanțele circuitului	293
4.2.2.	Măsurări la fabricant	297
4.2.3.	Măsurări la utilizator	303
4.3.	Aplicații	304
4.3.1.	Amplificator diferențial de joasă frecvență	304
4.3.2.	Amplificator diferențial de înaltă frecvență	307
4.3.3.	Amplificator cascadă	307
4.3.4.	Amplificator limitator de frecvență intermediară (10,7 MHz), <i>MF</i>	309
4.3.5.	Amplificator demodulator de frecvență intermediară <i>MF</i> cu blocaj de dezacord (<i>muting</i>)	311
4.3.6.	Modulatoare <i>MA</i>	312
4.3.7.	Demodulatoare <i>MA</i>	316
4.3.8.	Detector sensibil la fază	318
4.3.9.	Dublor de frecvență	319
4.3.10.	Oscilator	320
4.3.11.	Mixer de <i>RF</i>	321
4.3.12.	Transformarea semnalului triunghiular în semnal sinusoidal	322
4.3.13.	Amplificator de eroare pentru stabilizator de tensiune	322
4.3.14.	Trigger Schmitt	327
4.3.15.	Etaj pilot pentru amplificator de putere stereo.	329
4.4.	Alte circuite	331
	<i>Bibliografie</i>	331
CAPITOLUL 5	BTDA655 REGULATOR DE TURATIE PENTRU MOTOARE DE CURENT CONTINUU DE CASETOFON	332
5.1.	Prezentarea circuitului	332
5.1.1.	Destinație	332
5.1.2.	Schema bloc	332
5.2.	Schema electrică	333
5.2.1.	Referință de tensiune	333
5.2.2.	Protecția termică	335
5.2.3.	Amplificatorul de eroare	335
5.2.4.	Etajul de putere	336
5.3.	Parametri	337
5.3.1.	Performanțele circuitului	337
5.3.2.	Măsurători la fabricant	339
5.3.3.	Măsurători la utilizator	339
5.4.	Aplicații	340
5.4.1.	Schema de principiu a aplicației	340
5.4.2.	Stabilirea schemei de aplicație	345
5.4.3.	Reglajul turatiei	348
5.4.4.	Schema de aplicație	350

5.5. De reținut pentru utilizare	353
5.6. Alte circuite	353
Bibliografie	363
CAPITOLUL 6 βL 100 CIRCUIT PENTRU COMANDA ÎN CASCADĂ A DIODELOR ELECTROLUMINISCENTE	364
6.1. Prezentarea circuitului	364
6.1.1. Destinație	364
6.1.2. Modul de funcționare	365
6.1.3. Schema bloc a circuitului β L100	366
6.2. Schema electrică	368
6.2.1. Alimentarea stabilizată	369
6.2.2. Comparatorul de tensiune	370
6.2.3. Circuitul de polarizare	375
6.2.4. Generatorul de curent pentru aprinderea LED-urilor	376
6.2.5. Amplificator operațional	377
6.3. Parametri	378
6.4. Aplicații	380
6.4.1. Utilizarea directă a circuitului β L100 (Afișaj cu 5 LED-uri)	380
6.4.2. Afișaj cu 10 LED-uri	381
6.4.3. Comanda intensității luminoase a LED-urilor	381
6.4.4. Comanda intensității luminoase a LED-urilor în funcție de iluminarea ambiantă	383
6.4.5. Detector de vîrf simplă alternanță	383
6.4.6. Detector de precizie monoalternanță cu amplificator exterior	384
6.4.7. Detector de precizie pentru valoarea medie, bialternanță cu amplificatoare exterioare	385
6.4.8. Utilizarea amplificatorului operațional intern pentru afișarea semnalului alternativ	386
6.4.9. Afișaj liniar cu 20 de LED-uri	388
6.4.10. Afișaj de putere cu tranzistoare	390
6.4.11. Afișaj de mare putere cu triac	391
6.4.12. Afișaj cu tranziție gradată la comutarea LED-urilor din bandă	393
6.4.13. Afișaj cu cristale lichide	394
Bibliografie	394

β DAC-08 | Convertor digital-analog de 8 biți

1.1. Prezentarea circuitului

1.1.1. Destinație

În marea familie a convertoarelor, circuitul integrat β DAC-08, convertor de 8 biți, ocupă o poziție de standard industrial. Circuitul are o precizie de 0,19% suficientă pentru aplicațiile industriale obișnuite. Fiind un circuit de viteză (timp de stabilire de ordinul a 100 ns) poate fi utilizat la achiziții de date pentru controlul proceselor industriale și prelucrări numerice.

Versatilitatea în utilizare este justificată și de posibilitatea interfațării cu orice tip de logică (*TTL*, *CMOS* etc.), de gama largă a tensiunilor de alimentare $\pm 4,5$ V ... ± 18 V ce pot fi și nesimetrice, precum și de consumul redus (de numai 33 mW la o tensiune de alimentare de ± 5 V) independent de stările celor 8 biți din intrările logice.

1.1.2. Schema bloc

Schema bloc a convertorului β DAC 08 este indicată în figura 1.1.

Circuitul are două ieșiri de curent notate I_o și \bar{I}_o . Acești curenți au proprietatea că suma lor este constantă și egală cu $\frac{255}{256} I_{REF}$, unde I_{REF} este curentul impus din exterior care intră în terminalul 14; ei sînt furnizați de blocul *COMUTATOARE CURENȚI*, obținîndu-se prin însumarea curenților din ieșirile fiecăruia din cele opt comutatoare.

Curenții I_1, \dots, I_8 furnizați de blocul *REȚEA PONDERARE CURENȚI* sînt o fracțiune crescătoare cu puterile lui 2, din curentul I_{REF} ; astfel $I_k = I_{REF}/2^k$ pentru $k = 1 \div 8$. Acești curenți sînt aplicați la intrările celor opt comutatoare de curent.

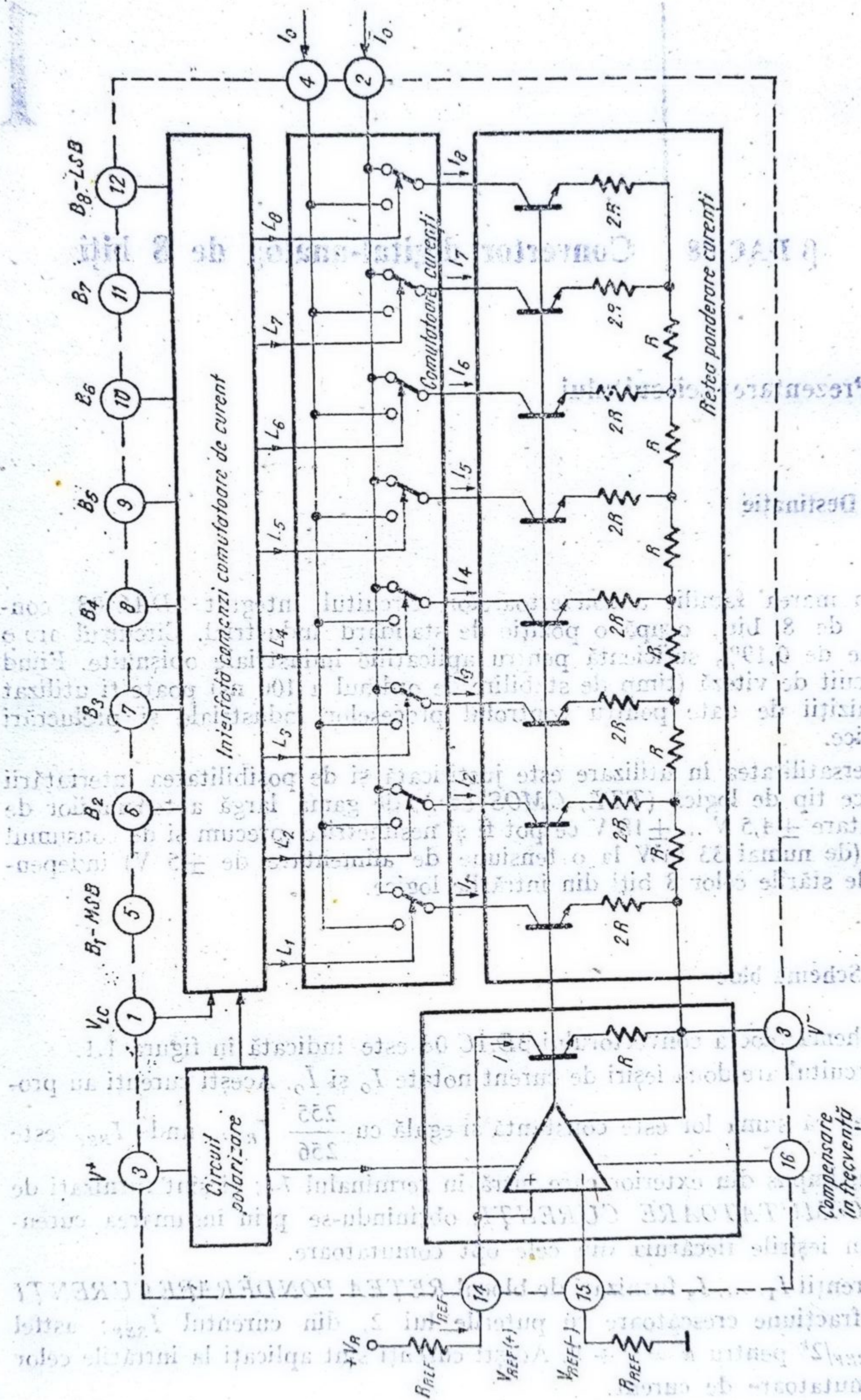


Fig. 1.1. Schema bloc a circuitului integrat $\beta DAC 08$

Comutarea oricăruia din curenții I_1, \dots, I_8 spre ieșirea I_o sau \bar{I}_o se face în funcție de comanda logică L_1, \dots, L_8 aferentă comutatorului respectiv. Comenzile L_k pentru cele opt comutatoare de curent sînt date de blocul *INTERFAȚĂ COMENZI COMUTATOARE DE CURENT*, care are rolul de separare între cei opt biți de comandă logică B_1, \dots, B_8 și blocul *COMUTATOARE DE CURENT*.

Astfel în funcție de configurația logică a intrărilor B_1, \dots, B_8 se obține un curent I_o proporțional cu valoarea numerică a cuvîntului binar format din cei opt biți. Valoarea maximă la ieșirea de curent I_o se obține atunci cînd toți curenții I_k sînt comutați în această ieșire.

Se obține:

$$I_o = \sum_{k=1}^8 I_k = I_{REF} \sum_{k=1}^8 1/2^k = \frac{255}{256} I_{REF}.$$

Curentul de referință, I_{REF} , ce reprezintă mărimea analogică din intrarea convertorului, este transferată către blocul *REȚEA PONDERARE CURENȚI* prin blocul *AMP REF* care este un repetor de curent realizat cu un amplificator operațional funcționînd într-o buclă de reacție negativă de curent.

Curentul I_{REF} este furnizat din exterior cu ajutorul unui generator de curent sau dintr-un generator de tensiune, V_{REF} , și o rezistență, R_{REF} , care determină valoarea curentului (vezi figura 1.1):

$$I_{REF} = \frac{V_{REF}}{R_{REF}}.$$

Rezistența conectată în intrarea $V_{REF(-)}$ este egală cu cea care determină valoarea curentului I_{REF} (conectată în intrarea $V_{REF(+)}$), avînd rolul să compenseze efectul curentului din intrarea $V_{REF(+)}$ asupra curentului I_o transferat către blocul *REȚEA PONDERARE CURENȚI*.

Polarizarea în curent constant a blocurilor componente ale convertorului este asigurată de blocul *CIRCUIT POLARIZARE* care furnizează curenții de polarizare necesari unei funcționări optime a întregului circuit integrat.

1.2. Schema electrică funcțională

Pentru o prezentare de principiu a funcționării circuitului vom folosi schema din figura 1.2.

Făcînd abstracție, pentru moment, de problemele legate de împerecherea tranzistoarelor și considerînd $\beta = \infty$, se observă că rețeaua de ponderare *R-2R* conduce la relația:

$$I_{REF} + I_{B+} = 256 I$$

Dacă neglijăm curentul de intrare, I_{B+} , se obține:

$$I = I_{REF}/256$$

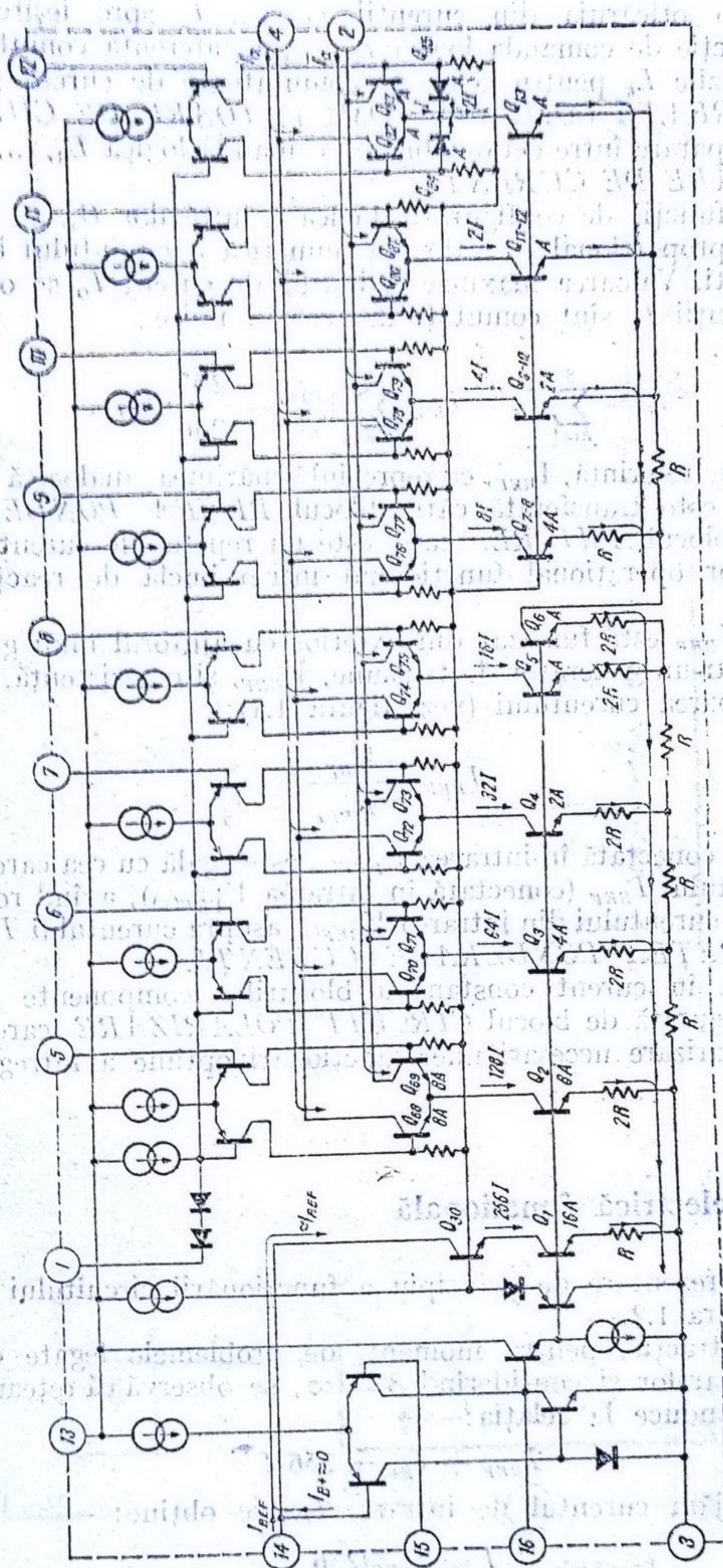


Fig. 1.2. Schema electrică funcțională a circuitului integrat $\beta DAC 08$.

Astfel, corespunzător stărilor celor opt intrări logice, curenții de ieșire (I_O , respectiv \bar{I}_O) constituie o combinație liniară a curenților generați de rețeaua de ponderare: $I_{REF}/2$, $I_{REF}/4$, $I_{REF}/8$, $I_{REF}/16$, $I_{REF}/32$, $I_{REF}/64$, $I_{REF}/128$, $I_{REF}/256$.

Pentru ca rapoartele de divizare obținute prin rețeaua $R-2R$ să fie cât mai aproape de valorile ideale indicate mai sus este necesară o împerechere foarte bună a elementelor componente din rețeaua de ponderare.

• Astfel tranzistoarele Q_1, \dots, Q_5 au aceeași tensiune colector-bază și aceeași densitate de curent de emitor egală cu $I_{REF}/16A$, conducând la o împerechere foarte bună a parametrului β . Emitoarele tranzistoarelor Q_1, \dots, Q_5 sînt realizate folosind aceeași geometrie de emitor circular repetată cu factorul indicat în figura 1.2. Acest mod de realizare a rapoartelor de arii conduce la o precizie foarte bună dată numai de dispersia ariei elementare de emitor circular.

De asemenea rețeaua de rezistențe $R-2R$ este bine împerecheată folosind înscrierea a două rezistențe R pentru ramura $2R$ și utilizînd pentru rezistența R o geometrie ce conduce la dispersii tehnologice minime.

De fapt, așa cum se va arăta în § 1.3 precizia convertorului $\beta DAC 08$ este dată de precizia rețelei $R-2R$.

• Deoarece realizarea unor rapoarte de arii 1:256 ridică probleme tehnologice dificile lanțul rețelei de ponderare a fost separat în două zone: una corespunzătoare celor mai semnificativi patru biți iar alta pentru ceilalți patru biți; separarea este făcută de tranzistorul Q_6 . Deoarece precizia de realizare a divizării pentru ultimii patru biți poate fi cel mult de 16 ori mai slabă ca pentru primii patru biți, s-a utilizat o rețea de ponderare bazată pe rapoarte de arii, combinată cu un singur grup de rezistențe $R-R$. Și aici tranzistoarele Q_7-8 , Q_9-10 , Q_{11-12} , Q_{13} au aceeași tensiune colector-bază și aceeași densitate de curent de emitor egală cu $I_{REF}/128A$, realizîndu-se o bună împerechere a parametrului β . De asemenea rapoartele de arii de emitor se obțin cu precizie ridicată utilizînd aceeași geometrie de emitor elementar repetată cu factorul indicat în figura 1.2.

• Pentru aceleași motive de împerechere foarte bună a parametrului β , tranzistoarele Q_{68}, \dots, Q_{75} au aceeași tensiune colector-bază și aceeași densitate de curent de emitor, $I_{REF}/16A$. Pentru tranzistoarele componente ale comutatoarelor de curent pentru ultimii patru biți această condiție nu mai este necesară, dispersia tehnologică a parametrului β pentru tranzistoarele Q_{76}, \dots, Q_{83} fiind în limitele cerute de precizia pentru ultimii patru biți.

• Abaterea față de valoarea $\frac{255}{256} I_{REF}$ pentru curentul I_O sau \bar{I}_O este dată de dispersia parametrului β pentru tranzistorul Q_{30} față de tranzistoarele Q_{68}, \dots, Q_{75} . De aceea densitatea curentului de emitor pentru Q_{30} este aceeași ca pentru tranzistoarele Q_{68}, \dots, Q_{75} , egală cu $I_{REF}/16A$. De asemenea, utilizarea convertorului astfel încît potențialele terminalelor 2, 4 și 14 să fie aceleași asigură aceeași tensiune colector-bază pentru tranzistoarele Q_{30} și Q_{68}, \dots, Q_{83} , contribuind la o bună împerechere a parametrului β .

Blocul $AMP-REF$ din schema bloc (vezi figura 1.1) conține un amplificator operațional cu intrare diferențială (vezi figura 1.2) conectat în buclă de reacție negativă prin intermediul tranzistorului Q_{30} ; această buclă face ca intrările amplificatorului (terminalele 14 și 15) să fie practic la același potențial, iar curentul tranzistorului Q_{30} să fie egal cu I_{REF} , deoarece curentul de polarizare al intrării neînversoare a amplificatorului este neglijabil (I_{REF} este de ordinul mA iar I_{B+} de ordinul 0,1 μA).

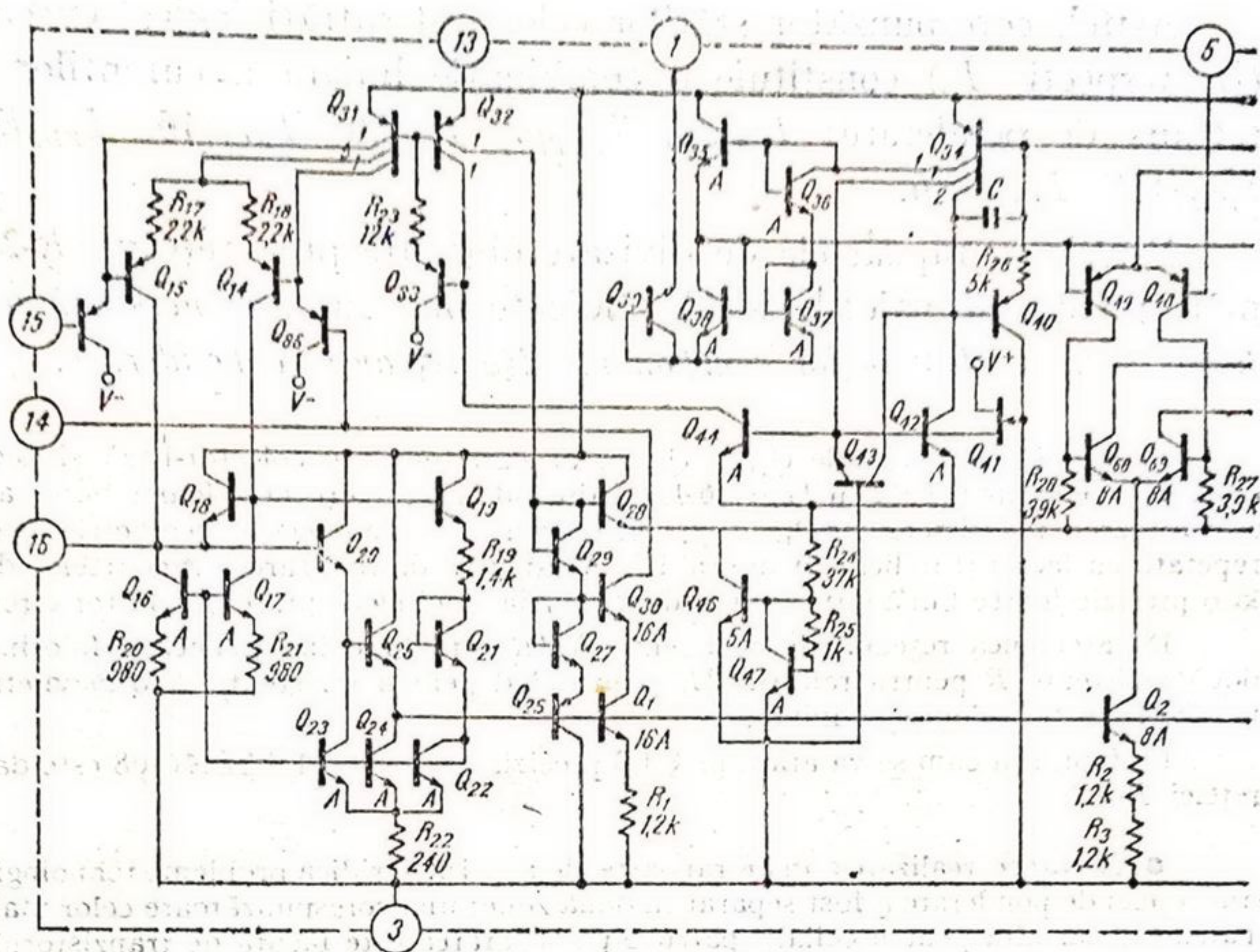


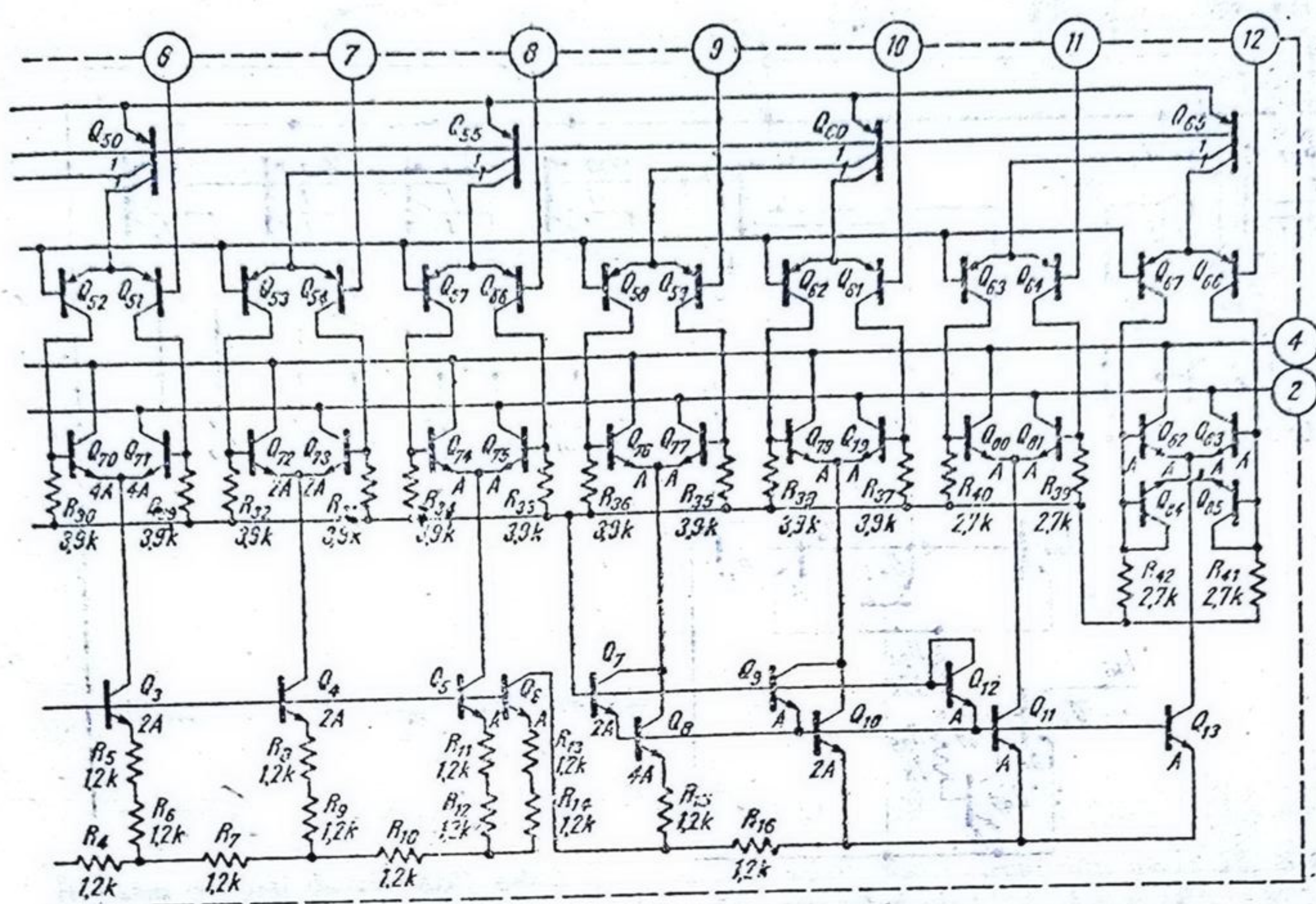
Fig. 1.3. Schema electrică

Cele opt semnale logice ce acționează la terminalele 5, 6, ..., 12 se aplică pe una din intrările celor opt etaje diferențiale (vezi figura 1.2); cealaltă intrare a acestora este conectată la un potențial constant egal cu $V_1 + 1,3 \text{ V}$ (V_1 este potențialul de c.c. fixat din exterior la terminalul 7, iar valoarea de $1,3 \text{ V}$ reprezintă tensiunea pe cele două diode polarizate de un generator de curent constant). Tensiunea V_1 se alege astfel încât

$$V_1 + 1,3 \text{ V} = (V_{H \min} + V_{L \max})/2,$$

unde $V_{H \min}$ și $V_{L \max}$ sînt tensiunile minimă respectiv maximă pentru nivele de 1 logic și 0 logic; în cazul nivelelor TTL va rezulta $V_1 = 0$.

Cele opt etaje diferențiale formează interfața cu comutatoarele de curent formate la rîndul lor, de asemenea din opt etaje diferențiale. Comandate de cele opt semnale din intrările logice, etajele diferențiale trimit comenzi în circuit pentru comutatoarele de curent, dezechilibrînd etajele diferențiale de comutare ce intră în alcătuirea lor astfel încît transferă curenții ponderați din emitoare pe ramura corespunzătoare curentului de ieșire I_o sau pe ramura pentru I_o , după cum semnalul logic este 1 sau 0.



detaliată a circuitului integrat β DAC 08.

1.3. Schema electrică completă

Schema electrică detaliată a convertorului β DAC 08 este prezentată în figura 1.3. În continuare sînt descrise blocurile funcționale ale circuitului (corespunzător schemei bloc din figura 1.1); în calculele ce urmează se va considera pentru tensiunile V_{BE} valoarea de 0,65 V — dacă nu se specifică altfel — iar curenții de bază ai tranzistoarelor se neglijează presupunîndu-se β suficient de mare; în calcule pentru toate tranzistoarele *npn* în regiunea activă normală se va lua $\beta = 100$.

1.3.1. Circuitul de polarizare

Schema de detaliu a circuitului de polarizare este indicată în figura 1.4.

Acest circuit realizează polarizarea amplificatorului operațional din blocul *AMP REF* și a blocului *INTERFAȚA COMENZI COMUTATOARE DE CURENT*. Deoarece polarizarea se realizează prin generatoare de curent constant regimul de c.c. al convertorului este practic independent de tensiunea de alimentare.

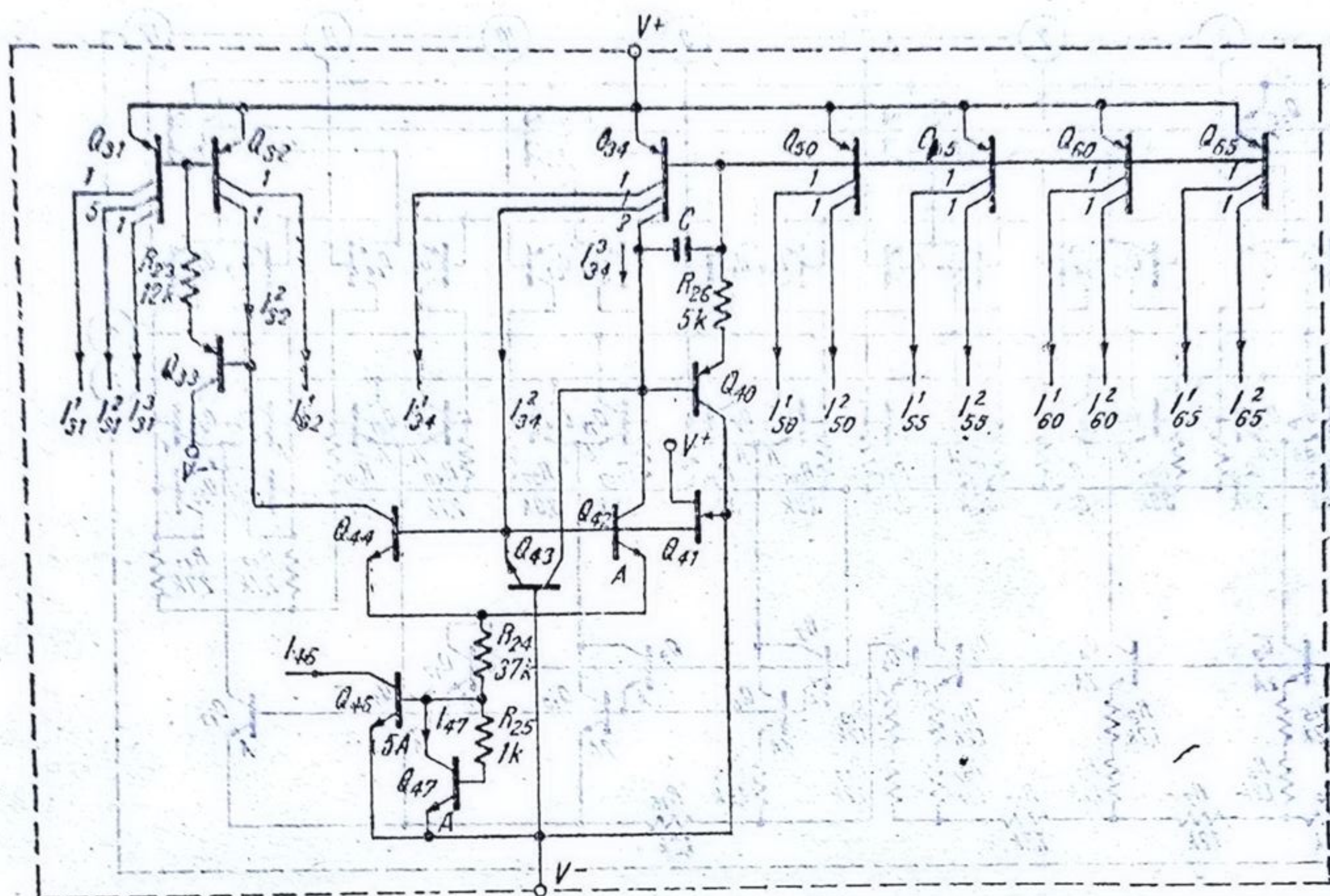


Fig. 1.4. Schema circuitului de polarizare.

● Circuitul de pornire

Schema sa este prezentată în figura 1.5, fiind alcătuită din tranzistoarele Q_{44} , Q_{42} , Q_{43} , Q_{41} , Q_{46} , Q_{47} și rezistențele R_{24} , R_{25} . În acest circuit rolul decisiv îl are tranzistorul cu efect de câmp (TEC-J) Q_{41} care amorsează funcționarea. Într-adevăr, în primul moment după aplicarea alimentării circuitului, curentul I_{34}^2 este nul deci nu există o polarizare a bazelor tranzistoarelor Q_{42} , Q_{44} și Q_{43} care lucrează ca diodă Zener (tranzistor blocat cu joncțiune bază-emitor polarizată invers); astfel curenții I_{42} și I_{44} sînt nuli și nu pot fi generați curenții de polarizare necesari. În aceste condiții curentul I_{41} generat de Q_{41} are rolul de catalizator, realizînd polarizarea tranzistoarelor Q_{42} , Q_{44} și a diodei Zener Q_{43} . Funcționarea corectă presupune că valoarea curentului I_{41} este suficient de mare pentru a asigura un curent minim prin dioda Zener Q_{43} atunci cînd Q_{44} și Q_{42} sînt deschise.

Ținînd seama de schema din figura 1.5 se poate scrie relația:

$$V_{Z43} = V_{BE43} + (I_{41} + I_{42})R_{24} + V_{BE46} \quad (1.1)$$

Deoarece tranzistoarele Q_{41} și Q_{42} au aceeași arie de emitor iar $V_{BE41} = V_{BE42}$ curenții I_{41} și I_{42} sînt egali. Considerînd pentru tensiunea V_{Z43} valoarea de 7,2 V (corespunzător procesului tehnologic) cu relația 1.1 se obține:

$$I_{41} = I_{42} = \frac{V_{Z43} - V_{BE43} - V_{BE46}}{2R_{24}} = \frac{7,2V - 0,65V - 0,65V}{2 \times 37k\Omega} = 80 \mu A. \quad (1.2)$$

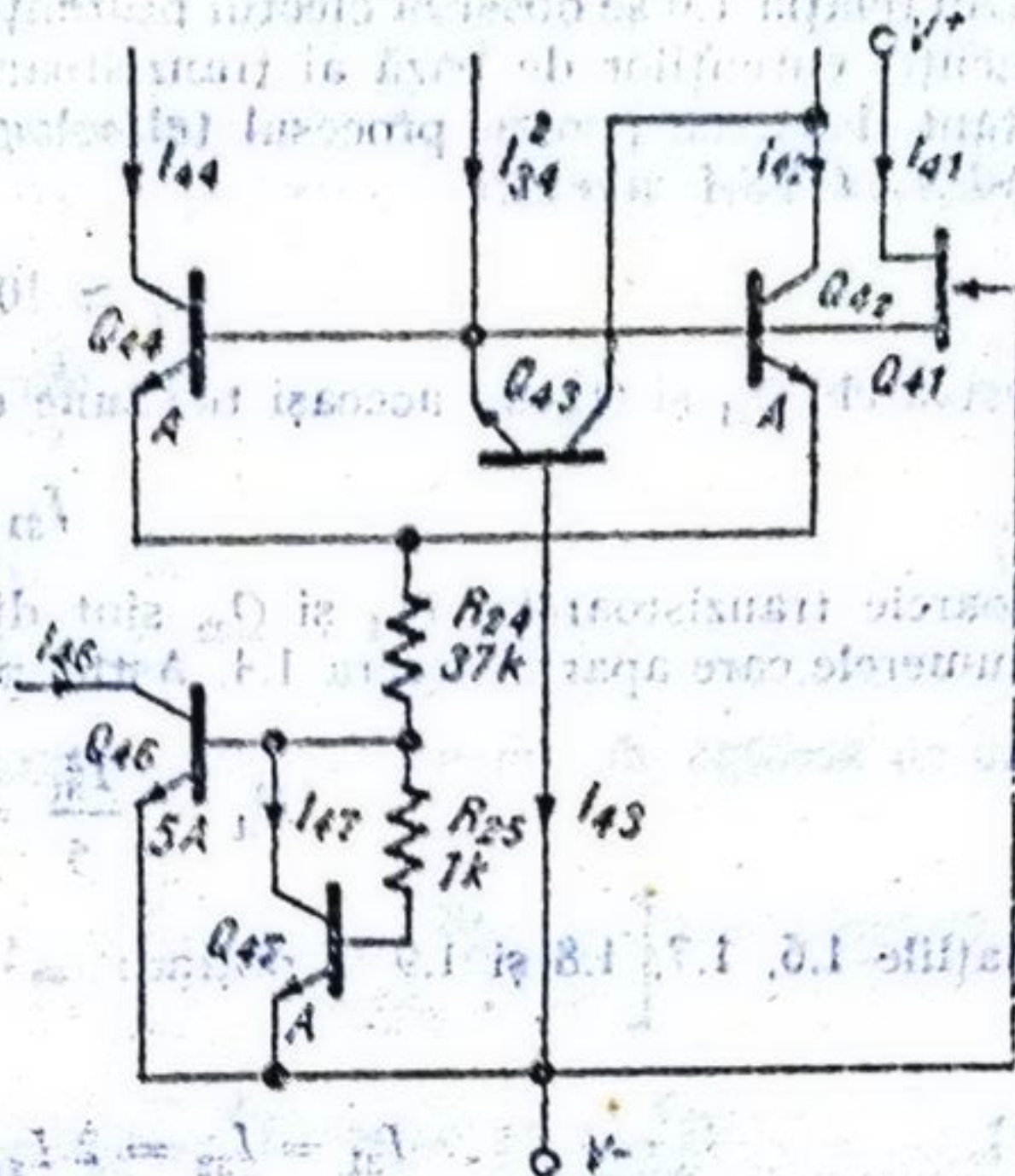


Fig. 1.5. Schema circuitului de pornire

Pentru curentul I_{43} există relația:

$$I_{43} = I_{34} + I_{41} - \frac{I_{44}}{\beta} - \frac{I_{39}}{\beta} \quad (1.3)$$

În cazul cel mai defavorabil, adică la conectarea alimentării circuitului avem $I_{34} = 0$; I_{41} se determină din caracteristica dată în figura 1.6, ținând seama că $V_D = (V^+ - V^-) - V_{Z43}$. Pentru valoarea minimă a tensiunii de alimentare ($\pm 4,5$ V), se obține:

$$V_{D \min} = 9V - 7,2V = 1,8V \text{ și } I_{41 \min} = I_D(V_{D \min}) = 3,7 \mu A \quad (1.4)$$

Ținând seama de rezultatele din relațiile 1.2 și 1.4 și înlocuind $\beta = 100$ în relația 1.3 se obține:

$$I_{43 \min} = 3,7 \mu A - \frac{2 \times 80 \mu A}{100} = 2,1 \mu A \quad (1.5)$$

Valoarea obținută mai sus cu relația 1.5 garantează amorsarea curenților I_{42} și I_{44} , deci funcționarea corectă a circuitului de pornire.

O dată generați curenții I_{42} și I_{44} , se pot determina apoi și ceilalți curenți de polarizare.

● *Curenții de polarizare pentru etajul de intrare* (vezi blocul AMP REF în schema bloc din figura 1.1) sînt generați de oglinda de curent Q_{31} - Q_{32} , vezi figura 1.4; tranzistorul Q_{33} are rolul de tampon, minimizînd efectul curenților de bază ai tranzistoarelor Q_{31} și Q_{32} asupra curentului I_{32} .

Într-adevăr, notînd cu β_L respectiv β_S factorii de amplificare în curent pentru tranzistoarele *pnp* laterale (în acest caz Q_{31} și Q_{32}) și respectiv *pnp* de substrat (în acest caz Q_{33}) se obține

$$I_{44} = \frac{I_{31} + I_{32}}{\beta_L (\beta_S + 1)} + I_{33} \quad (1.6)$$

unde I_{31} și I_{32} sînt curenții totali de colector pentru tranzistoarele Q_{31} și Q_{32} , adică:

$$I_{31} = I_{31} + I_{31} + I_{31} \quad I_{32} = I_{32} + I_{32} \quad (1.7)$$

Din relația 1.6 se observă efectul prezenței tranzistorului Q_{33} : reducerea cu factorul $(\beta_S + 1)$ a influenței curenților de bază ai tranzistoarelor Q_{31} și Q_{32} asupra curențului I_{32}^2 . Efectul este important deoarece pentru procesul tehnologic în care se realizează acest circuit integrat la *IPRS-BĂNEASA* avem:

$$\beta_L \simeq 10, \beta_S \simeq 100. \quad (1.8)$$

Tranzistoarele Q_{31} și Q_{32} au aceeași tensiune emitor-bază și aceeași arie de emitor astfel încît

$$I_{31} = I_{32} \quad (1.9)$$

Colectoarele tranzistoarelor Q_{31} și Q_{32} sînt divizate în rapoarte bine determinate, exprimate prin numerele care apar în figura 1.4. Astfel pentru curenții componenți se poate scrie:

$$I_{31}^1 = \frac{I_{31}^2}{5} = I_{31}^3, \quad I_{32}^1 = I_{32}^2. \quad (1.10)$$

Cu relațiile 1.6, 1.7, 1.8 și 1.9 se obține:

$$I_{31} = I_{32} = 2 I_{44} / \left[1 + \frac{4}{\beta_L(\beta_S + 1)} \right] \quad (1.11)$$

$$I_{31}^1 = I_{31}^3 = \frac{I_{31}}{7}, \quad I_{31}^2 = \frac{5}{7} I_{31}, \quad I_{32}^1 = I_{32}^2 = \frac{1}{2} I_{32} \quad (1.12)$$

Înlocuind valorile numerice date de relațiile 1.2 și 1.8 în relațiile 1.11 și 1.12 se obține:

$$I_{31}^1 = 23 \mu A, \quad I_{31}^2 = 114 \mu A, \quad I_{31}^3 = 23 \mu A, \quad (1.13)$$

$$I_{32}^1 = 80 \mu A, \quad I_{32}^2 = 80 \mu A$$

• Curenții de polarizare pentru *INTERFAȚA COMENZI COMUTATOARE DE CURENT* (vezi schema bloc din figura 1.1) sînt generați de oglinda de curent multiplă alcătuită din tranzistoarele Q_{34} , Q_{50} , Q_{55} , Q_{60} , Q_{65} . Tranzistorul Q_{40} îmbunătățește funcționarea oglinzii de curent minimizînd efectul curenților de bază ai tranzistoarelor *pnp* laterale Q_{34} , Q_{50} , Q_{55} , Q_{60} , Q_{65} asupra curențului I_{34}^3 .

Astfel, ținînd seama de figura 1.4 avem relația:

$$I_{42} = I_{34}^3 + \frac{I_{34}^1 + I_{50}^1 + I_{55}^1 + I_{60}^1 + I_{65}^1}{\beta_L(\beta_S + 1)} \quad (1.14)$$

unde I_{34}^1 , I_{50}^1 , I_{55}^1 , I_{60}^1 și I_{65}^1 sînt curenții totali de colector ai tranzistoarelor Q_{34} , Q_{50} , Q_{55} , Q_{60} și Q_{65} :

$$I_{34} = I_{34}^1 + I_{34}^2 + I_{34}^3, \quad (1.15)$$

$$I_{50} = I_{50}^1 + I_{50}^2, \quad I_{55} = I_{55}^1 + I_{55}^2,$$

$$I_{60} = I_{60}^1 + I_{60}^2, \quad I_{65} = I_{65}^1 + I_{65}^2.$$

Tranzistoarele Q_{34} , Q_{50} , Q_{55} , Q_{60} și Q_{65} au aceeași tensiune emitor-bază și aceeași arie de emitor, astfel încît au același curenți de colector:

$$I_{34} = I_{50} = I_{55} = I_{60} = I_{65} \quad (1.16)$$

Colectoarele tranzistoarelor Q_{34} , Q_{50} , Q_{55} , Q_{60} , Q_{65} sînt divizate în rapoarte bine determinate exprimate prin numerele care apar în figura 1.4. Astfel pentru curenții componenți al fiecărui tranzistor se poate scrie:

$$\begin{aligned} I_{34}^1 &= I_{34}^2 = \frac{I_{34}^3}{2}, \\ I_{50}^1 &= I_{50}^2, \quad I_{55}^1 = I_{55}^2, \\ I_{60}^1 &= I_{60}^2, \quad I_{65}^1 = I_{65}^2. \end{aligned} \quad (1.17)$$

Folosind relațiile 1.14, 1.15, 1.16 și 1.17 vom exprima curenții generați de oglinda de curent multiplă:

$$I_{34} = I_{50} = I_{55} = I_{60} = I_{65} = 2 I_{42} / \left[1 + \frac{10}{\beta_L (\beta_S + 1)} \right], \quad (1.18)$$

$$I_{34}^1 = I_{34}^2 = \frac{I_{34}}{4}, \quad I_{34}^3 = \frac{I_{34}}{2}, \quad I_{50}^1 = I_{50}^2 = \frac{I_{50}}{2}, \quad I_{55}^1 = I_{55}^2 = \frac{I_{55}}{2} \quad (1.19)$$

$$I_{60}^1 = I_{60}^2 = \frac{I_{60}}{2}, \quad I_{65}^1 = I_{65}^2 = \frac{I_{65}}{2} \quad (1.20)$$

Înlocuind valorile numerice date de relațiile 1.2 și 1.8 în relațiile 1.18 și 1.19 se obține:

$$I_{34}^1 = 40 \mu A, \quad I_{34}^2 = 40 \mu A, \quad I_{34}^3 = 80 \mu A$$

$$I_{50}^1 = 80 \mu A, \quad I_{50}^2 = 80 \mu A,$$

$$I_{55}^1 = 80 \mu A, \quad I_{55}^2 = 80 \mu A,$$

$$I_{60}^1 = 80 \mu A, \quad I_{60}^2 = 80 \mu A,$$

$$I_{65}^1 = 80 \mu A, \quad I_{65}^2 = 80 \mu A.$$

Acum se poate determina și curențul I_{43} , după terminarea regimului de pornire; cu relațiile 1.2, 1.3, 1.20 și folosind caracteristica din figura 1.6 (se consideră $V_D = 22,8$ V pentru o alimentare de ± 15 V) se obține:

$$I_{43} = 40 \mu A + 9,6 \mu A - \frac{2 \times 80 \mu A}{100} = 48 \mu A. \quad (1.21)$$

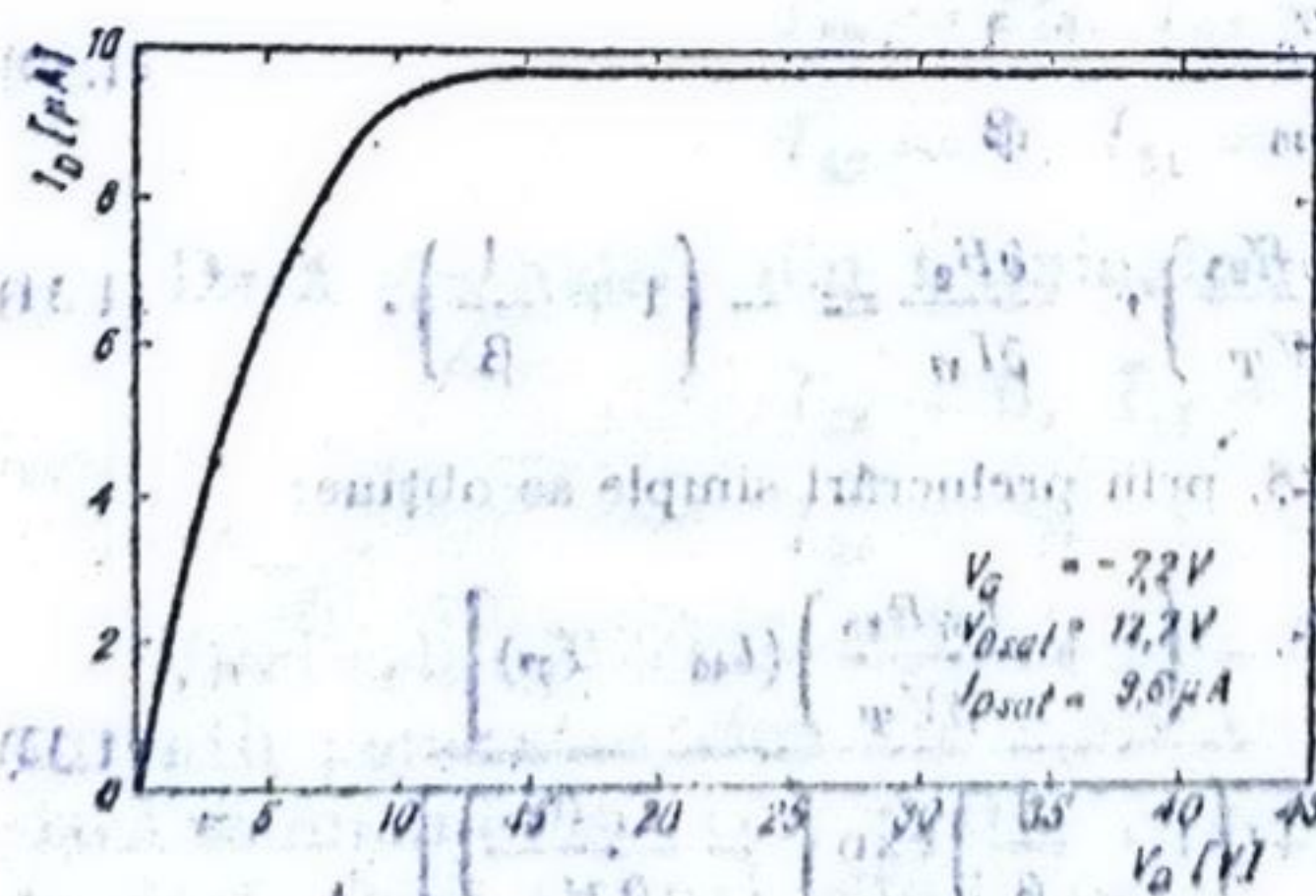


Fig. 1.6. Caracteristica curent-tensiune $I_D(V_{DS})$ pentru tranzistorul TECJ, Q_{41} .

• Curentul de polarizare ce asigură existența tensiunii pentru bazele tranzistoarelor din blocul *RETEA PONDERARE CURENȚI* (vezi schema bloc din figura 1.1) este generat de grupul Q_{46}, Q_{47} .

Conform cu figura 1.4 se pot scrie relațiile:

$$(1.1) \quad V_{BE46} - V_{BE47} = R_{25} \frac{I_{47}}{\beta} = V_T \ln \left[\frac{I_{46}}{I_{47}} \cdot \frac{1}{5} \right], \quad (1.22)$$

$$(1.23) \quad I_{42} + I_{44} = I_{47} \left(1 + \frac{1}{\beta} \right) + \frac{I_{46}}{\beta},$$

Din relația 1.23 și 1.2 se obține:

$$(1.24) \quad I_{47} \simeq I_{42} + I_{44} = 160 \mu A.$$

Cu rezultatul din relația 1.24, din relația 1.22 se obține:

$$(1.25) \quad I_{46} = 5 I_{47} \exp \left(\frac{I_{47} \cdot R_{25}}{\beta V_T} \right) = 5 \times 160 \mu A \exp \left(\frac{160 \times 1,0}{100 \times 26} \right) = 0,8 \text{ mA}.$$

Este interesant de precizat aici, rolul rezistenței R_{25} care minimizează efectul factorului β asupra curentului I_{46} .

Într-adevăr, cu ajutorul relațiilor 1.22 și 1.23 se obține:

$$(1.26) \quad F_1(I_{46}, I_{47}, \beta) = I_{46} - 5 I_{47} \exp \left(\frac{I_{47} R_{25}}{\beta V_T} \right) = 0$$

$$(1.27) \quad F_2(I_{46}, I_{47}, \beta) = I_{42} + I_{44} - I_{47} \left(1 + \frac{1}{\beta} \right) - \frac{I_{46}}{\beta} = 0$$

$$(1.28) \quad \frac{dI_{46}}{d\beta} = - \frac{\begin{vmatrix} \frac{\partial F_1}{\partial \beta} & \frac{\partial F_1}{\partial I_{47}} \\ \frac{\partial F_2}{\partial \beta} & \frac{\partial F_2}{\partial I_{47}} \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} \frac{\partial F_1}{\partial I_{46}} & \frac{\partial F_1}{\partial I_{47}} \\ \frac{\partial F_2}{\partial I_{46}} & \frac{\partial F_2}{\partial I_{47}} \end{vmatrix}}.$$

$$(1.29) \quad \frac{\partial F_1}{\partial \beta} = 5 I_{47}^2 \frac{R_{25}}{\beta^2 V_T} \exp \left(\frac{I_{47} R_{25}}{\beta V_T} \right), \quad \frac{\partial F_2}{\partial \beta} = \frac{I_{46} + I_{47}}{\beta^2}$$

$$(1.30) \quad \frac{\partial F_1}{\partial I_{46}} = 1, \quad \frac{\partial F_2}{\partial I_{46}} = -\frac{1}{\beta}$$

$$(1.31) \quad \frac{\partial F_1}{\partial I_{47}} = -5 \left(1 + \frac{I_{47} R_{25}}{\beta V_T} \right) \exp \left(\frac{I_{47} R_{25}}{\beta V_T} \right), \quad \frac{\partial F_2}{\partial I_{47}} = - \left(1 + \frac{1}{\beta} \right).$$

Înlocuind expresiile 1.29, 1.30 și 1.31 în 1.28, prin prelucrări simple se obține:

$$(1.32) \quad \frac{dI_{46}}{d\beta} = - \frac{5}{\beta^2} \frac{\left[\left(1 + \frac{1}{\beta} \right) \frac{I_{47}^2 R_{25}}{V_T} - \left(1 + \frac{I_{47} R_{25}}{\beta V_T} \right) (I_{46} + I_{47}) \right]}{\left[\frac{5}{\beta} \left(1 + \frac{I_{47} R_{25}}{\beta V_T} \right) + \left(1 + \frac{1}{\beta} \right) \exp \left(- \frac{I_{47} R_{25}}{\beta V_T} \right) \right]}$$

Ținând seama de relațiile 1.24 și 1.25 se poate considera $I_{48} = 5I_{47}$; înlocuind aceasta în 1.32 și făcând neglijările ce se impun, rezultă:

$$\frac{dI_{48}}{I_{48}} / \frac{d\beta}{\beta} = - \frac{1}{\beta} \left[\frac{I_{47}R_{25}}{V_T} \left(1 - \frac{6}{\beta} \right) - 6 \right]. \quad (1.33)$$

Înlocuind cu valori numerice, se calculează factorul de desensibilizare a curentului I_{48} față de parametrul β :

$$\frac{dI_{48}}{I_{48}} / \frac{d\beta}{\beta} = - \frac{1}{100} \left[\frac{160 \times 1}{26} \left(1 - \frac{6}{100} \right) - 6 \right] \approx 0. \quad (1.34)$$

1.3.2. Circuitul de interfață

Schema electrică de detaliu a circuitului de interfață (vezi blocul *INTERFAȚA COMENZI COMUTATOARE DE CURENT* din figura 1.1) este prezentată în figura 1.7.

Cele opt semnale logice se aplică la terminalele 5, 6, ..., 12; pe terminalul 1 se fixează tensiunea de prag logic astfel încât să se obțină:

$$V_P = (V_{H \min} + V_{L \max})/2, \quad (1.35)$$

unde $V_{H \min}$ și $V_{L \max}$ reprezintă tensiunea minimă pentru nivelul 1 logic respectiv tensiunea maximă pentru nivelul 0 logic.

Deoarece tensiunea pe terminalul 1 (V_1) verifică relația:

$$V_P = V_1 + V_{BE38} + V_{BE39}, \quad (1.36)$$

se obține din 1.35 și 1.36 valoarea necesară pentru V_1 :

$$V_1 = (V_{H \min} + V_{L \max})/2 - 1,3 \text{ V}. \quad (1.37)$$

Astfel atunci când starea unuia din cele opt semnale logice este 1 logic tensiunea respectivă este mai mare decât V_P și etajul diferențial corespunzător va fi dezechilibrat într-un sens, iar când starea este 0 logic tensiunea acestui semnal este mai mică decât V_P iar etajul diferențial se dezechilibrează în celălalt sens. Dacă semnalele pe unul sau mai multe din terminalele 5, 6, ..., 12 sînt 1 logic, se obține:

$$\begin{aligned} I_{49} &= I_{50}^1, I_{52} = I_{50}^2, \dots, I_{67} = I_{55}^2 \\ I_{48} &= 0, I_{51} = 0, \dots, I_{66} = 0 \end{aligned} \quad (1.38)$$

Dacă semnalele din terminalele 5, 6, ..., 12 sînt 0 logic, se obține:

$$\begin{aligned} I_{49} &= 0, I_{52} = 0, \dots, I_{67} = 0 \\ I_{48} &= I_{50}^1, I_{51} = I_{50}^2, \dots, I_{66} = I_{55}^2 \end{aligned} \quad (1.39)$$

Deci cele opt etaje diferențiale lucrează drept comutatoare de curent; curenții generatoarelor din emitoare sînt comutați pe ramurile din stînga dacă semnalul logic corespunzător este 1 logic, respectiv pe ramurile din dreapta dacă acest semnal este 0 logic.

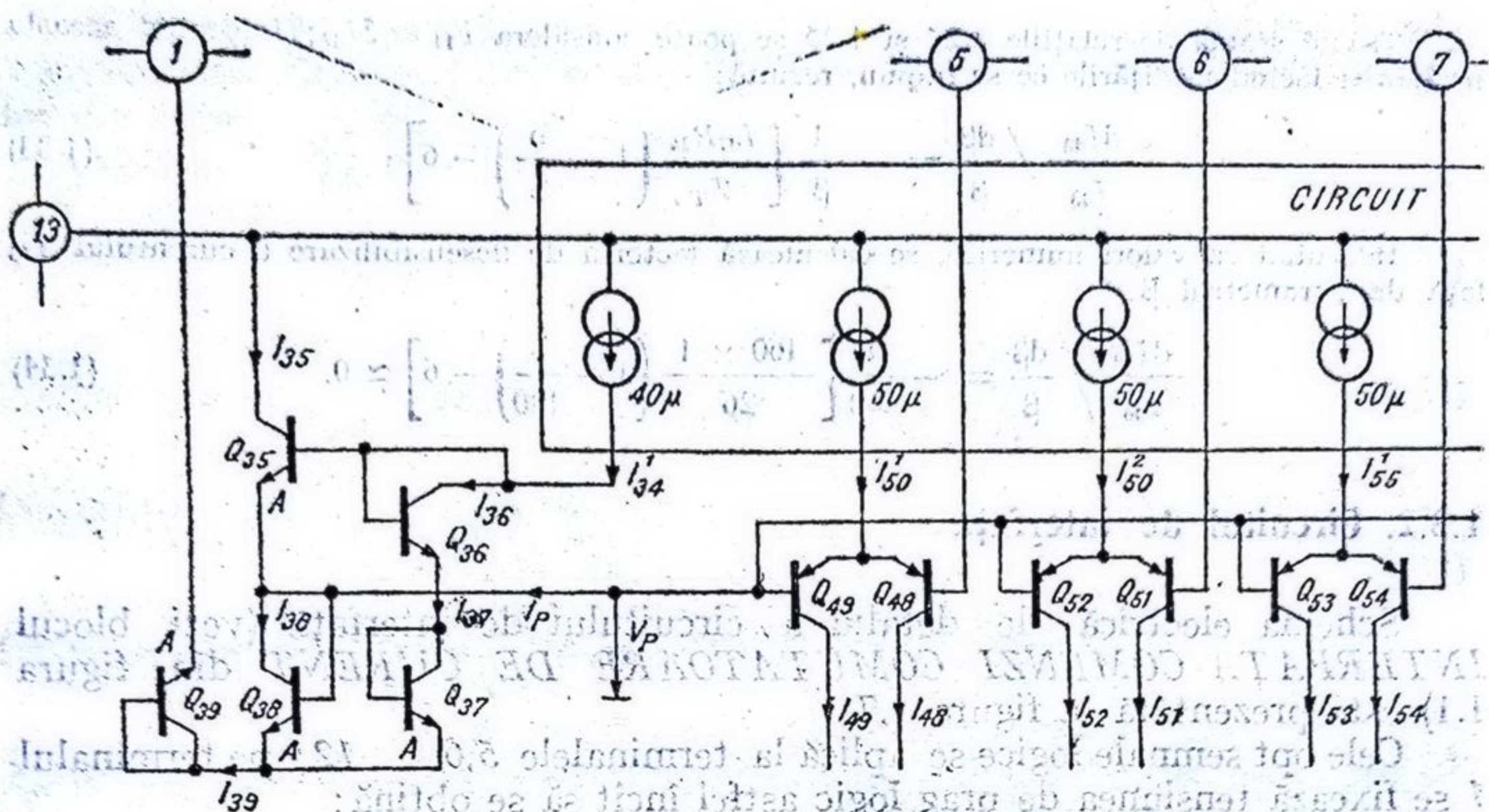


Fig. 1.7. Schema circuitului

Valabilitatea acestei afirmații se poate verifica prin calcul direct.

De exemplu, pentru etajul $Q_{49}-Q_{48}$ se poate scrie:

$$V_5 - V_P = V_{EB49} - V_{EB48},$$

$$I_{49} + I_{48} = I_{50} \quad (1.40)$$

$$V_T \ln \frac{I_{49}}{I_{48}} = V_{EB49} - V_{EB48}$$

Din relațiile 1.40 se obține:

$$I_{48} = \frac{I_{50}}{1 + \exp[(V_5 - V_P)/V_T]} \quad (1.41)$$

$$I_{49} = \frac{I_{50} \exp[(V_5 - V_P)/V_T]}{1 + \exp[(V_5 - V_P)/V_T]} \quad (1.42)$$

Pentru $V_5 = 1$, cu relația 1.35 vom avea:

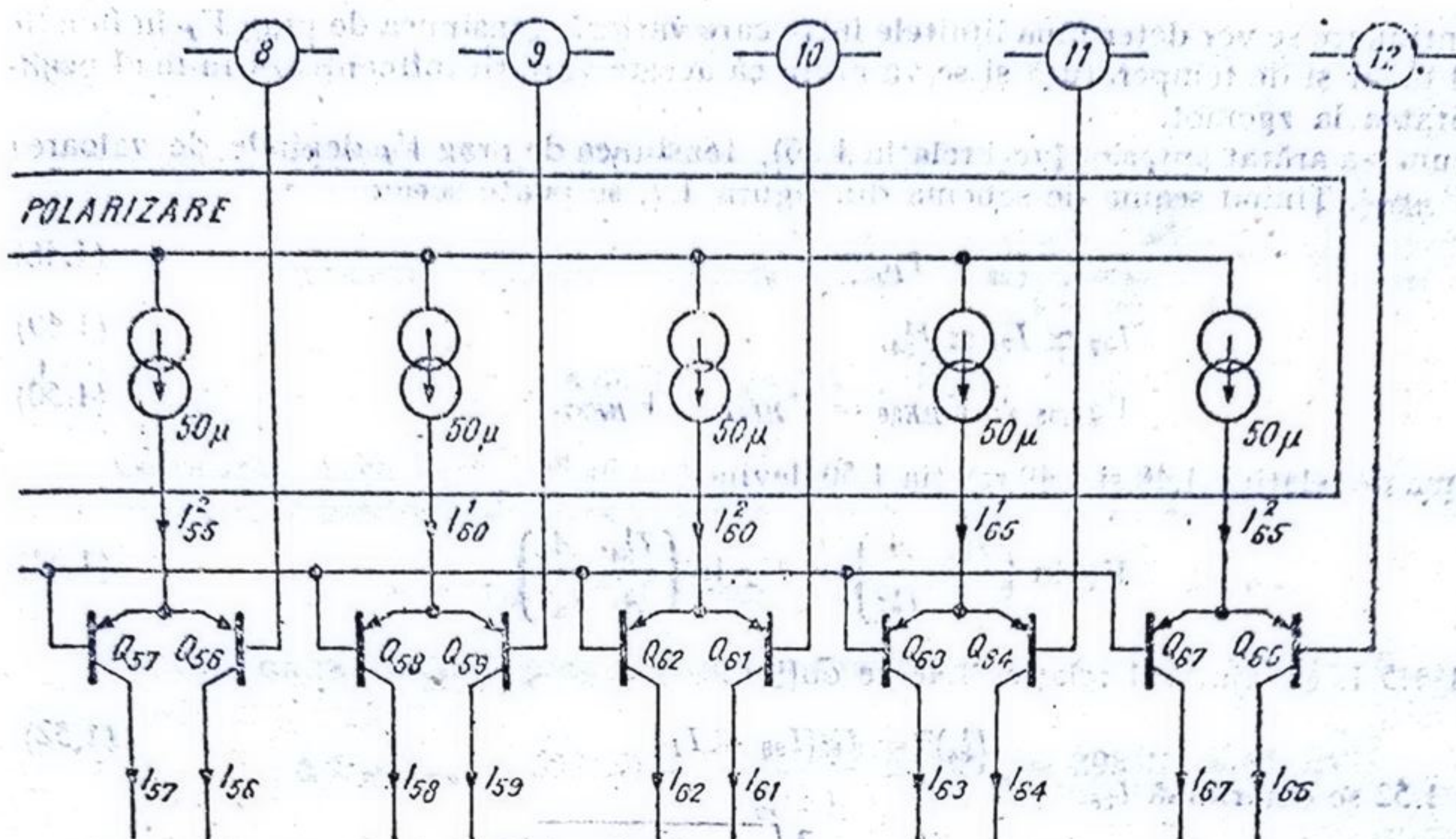
$$V_5 - V_P \geq (V_{H \min} - V_{L \max})/2 \quad (1.43)$$

Dacă $V_5 = 0$, se va obține:

$$V_5 - V_P \leq (V_{L \max} - V_{H \min})/2 \quad (1.44)$$

Ținând seama de relațiile 1.41, 1.42, 1.43 și 1.44 se obține pentru

$$\begin{aligned} V_5 = 1, I_{40H} \geq I_H \text{ și } I_{48H} \leq I_L \\ V_5 = 0, I_{40L} \leq I_L \text{ și } I_{48L} \geq I_H \end{aligned} \quad (1.45)$$



de interfață

unde

$$I_L = \frac{I_{50}^1}{1 + \exp[(V_{H \min} - V_{L \max})/2V_T]}$$

și

$$I_H = \frac{I_{50}^1 \exp[(V_{H \min} - V_{L \max})/2V_T]}{1 + \exp[(V_{H \min} - V_{L \max})/2V_T]}$$

(1.46)

În cazul nivelelor logice TTL, $V_{L \max} = 0,8 \text{ V}$ și $V_{H \min} = 2 \text{ V}$, cu relațiile 1.20, 1.45 și 1.46 rezultă pentru $T = 27^\circ\text{C}$:

$$I_H = I_{50}^1(1 - 10^{-10}) \simeq I_{50}^1 = 80 \mu\text{A}, \quad I_L = I_{50}^1 \times 10^{-10} \simeq 0.$$

În concluzie:

$$\text{pentru } V_5 = 1, \quad I_{49H} = 80 \mu\text{A} \text{ și } I_{48H} = 0;$$

$$\text{pentru } V_5 = 0, \quad I_{49L} = 0 \text{ și } I_{48L} = 80 \mu\text{A}.$$

Imunitatea la zgomot a celor opt intrări logice (terminalele 5, 6, ..., 12) este dată de

$$V_N = (V_{H \min} - V_{L \max})/2 \quad (1.47)$$

deoarece tensiunea de prag V_P este fixată prin intermediul tensiunii pe terminalul 1 (V_1) la jumătatea distanței între pragurile logice ($V_{H \min}$ și $V_{L \max}$) conform relației 1.35.

În cazul nivelelor TTL se obține

$$V_{N, TTL} = (2 - 0,8)/2 \text{ V} = 0,6 \text{ V}.$$

În continuare se vor determina limitele între care variază tensiunea de prag V_P în funcție de cuvîntul binar și de temperatură și se va arăta că aceste variații influențează în mod neglijabil imunitatea la zgomot.

Așa cum s-a arătat anterior (vezi relația 1.36), tensiunea de prag V_P depinde de valoarea $(V_{BE38} + V_{BE39})$. Ținînd seama de schema din figura 1.7, se poate scrie:

$$I_{38} = I_{35} + I_P, \quad (1.48)$$

$$I_{37} \simeq I_{36} \simeq I_{34}^1, \quad (1.49)$$

$$V_{BE35} + V_{BE38} = V_{BE36} + V_{BE37}. \quad (1.50)$$

Ținînd seama de relațiile 1.48 și 1.49 relația 1.50 devine:

$$V_T \ln \left(\frac{I_{25}}{A} \frac{A}{I_{34}^1} \right) = V_T \ln \left(\frac{I_{34}^1}{A} \frac{A}{I_{38}} \right) \quad (1.51)$$

Prelucrînd 1.51, cu ajutorul relației 1.48 se obține:

$$(I_{34}^1)^2 = I_{38}(I_{38} - I_P) \quad (1.52)$$

Cu relația 1.52 se determină I_{38} :

$$I_{38} = I_{34}^1 \left[\frac{I_P}{2 I_{34}^1} + \sqrt{1 + \left(\frac{I_P}{2 I_{34}^1} \right)^2} \right]. \quad (1.53)$$

De asemenea există relațiile:

$$I_{29} = I_{38} + I_{37}, \quad (1.54)$$

$$V_{BE38} + V_{BE39} - 2V_{BE36} = V_{BE39} - V_{BE35}. \quad (1.55)$$

Prelucrînd relația 1.55 și ținînd seama de 1.54, 1.49, 1.48 și 1.53 se obține:

$$V_{BE38} + V_{BE39} = 2V_{BE36} + V_T \ln \frac{1 + \sqrt{1 + x^2} + x}{\sqrt{1 + x^2} - x},$$

unde s-a notat

$$x = \frac{I_P}{2I_{34}^1}. \quad (1.56)$$

Valoarea curentului I_P depinde de starea celor opt etaje diferențiale (vezi figura 1.7), astfel încît atunci cînd cele opt intrări logice sînt la nivel 1 logic avem $I_{PH} = 8I_B$ iar cînd intrările sînt la nivel 0 logic avem $I_{PL} \simeq 0$; I_B este curentul de bază pentru tranzistoarele din ramura stîngă a celor opt etaje diferențiale, cînd curentul generatorului din emitor este comutat pe această ramură. Cu relația 1.20, ținînd seama de cele de mai sus se obține:

$$I_B = \frac{I_{50}^1}{\beta_L} = \frac{80 \mu A}{10} = 8 \mu A, \quad (1.57)$$

$$0 = I_{PL} \leq I_P \leq I_{PH} = 8I_B = 64 \mu A$$

Cu ajutorul relațiilor 1.20, 1.56 și 1.57 se determină intervalul de variație a sumei $(V_{BE38} + V_{BE39})$ atunci cînd curentul I_P variază între valorile extreme:

— pentru toate intrările logice în starea 1 logic vom avea:

$$(V_{BE38} + V_{BE39})_H = 2V_{BE36} + V_T \ln \frac{1 + \sqrt{1 + x_H^2} + x_H}{\sqrt{1 + x_H^2} - x_H} =$$

$$= 2 \times 0,65 V + 26 mV \ln \frac{1 + \sqrt{1 + (0,8)^2} + 0,8}{\sqrt{1 + (0,8)^2} - 0,8} = 1,348 V; \quad (1.58)$$

— pentru toate intrările logice în starea 0 logic se obține:

$$(V_{BE38} + V_{BE39})_L = 2V_{BE38} + V_T \ln \frac{1 + \sqrt{1 + x_L^2} + x_L}{\sqrt{1 + x_L^2} - x_L} \approx$$

$$= 2 \times 0,66 \text{ V} + 26 \text{ mV} \times \ln 2 = 1,318 \text{ V} \quad (1.59)$$

Cu relațiile 1.36, 1.58, 1.59 se poate estima:

— variația tensiunii de prag V_P considerind tensiunea V_1 fixă:

$$\Delta V_P = (V_{BE38} + V_{BE39})_H - (V_{BE38} + V_{BE39})_L = 30 \text{ mV}; \quad (1.60)$$

— variația tensiunii de prag pentru temperatura maximă de funcționare $T_{\max} = 125^\circ\text{C}$:

$$\Delta V_P(T_{\max} = 398^\circ\text{K}) = \frac{T_{\max}(\text{°K})}{T_0(\text{°K})} \Delta V_P(T_0 = 298^\circ\text{K}) = 40 \text{ mV}; \quad (1.61)$$

Relațiile 1.60 și 1.61 arată că imunitatea la zgomot (vezi relația 1.47) este practic neinfluențată de variația tensiunii V_P . Astfel pentru cazul logicii TTL se obține cu relațiile 1.60, 1.61 și 1.36 pentru $V_1 = 0$:

$$\left(\frac{\Delta V_P}{V_P} \right)_{T=25^\circ\text{C}} = \frac{30 \text{ mV}}{1,3} = 2,3 \% \quad (1.62)$$

$$\left(\frac{\Delta V_P}{V_P} \right)_{T=125^\circ\text{C}} = \frac{40 \text{ mV}}{1,3 \text{ V}} = 3,1 \% \quad (1.63)$$

Curentul generat în exterior din terminalul 1 este I_{39} ; ținând seama de relațiile 1.53, 1.54, 1.57 și 1.49 se obține:

$$I_{34}^1(1 + x_L + \sqrt{1 + x_L^2}) \leq I_{39} \leq I_{34}^1(1 + x_H + \sqrt{1 + x_H^2})$$

adică

$$80 \text{ } \mu\text{A} \leq I_{39} \leq 120 \text{ } \mu\text{A} \quad (1.64)$$

Deci circuitul exterior trebuie să fie capabil să absoarbă $120 \text{ } \mu\text{A}$ din terminalul 1.

1.3.3. Circuitul de comutare curenți

Schema electrică de detaliu a circuitului de comutare curenți (vezi blocul **COMUTATOARE CURENȚI** din figura 1.1) este dată în figura 1.8. Există opt etaje diferențiale ce realizează comutarea curenților din emitoarele comune ale fiecărui etaj diferențial pe ramura din stînga sau din dreapta în funcție de comanda în curenți primită. Curenții de comandă dezechilibrează prin tensiunea determinată pe rezistențele din baze etajelor diferențiale, determinînd trecerea curenților generați de blocul **REȚEA PONDERARE CURENȚI** pe calea curenților de ieșire I_o (ieșirea directă) sau $I_{\bar{o}}$ (ieșirea complementară).

În cazul etajului diferențial Q_{68}, Q_{69} corespunzător intrării *MSB* (*most significant bit* — *bitul cel mai semnificativ*) — terminalul 5, abaterea curentului din ramura stîngă sau dreaptă față de curentul din emitoare se determină ținînd seama de relațiile 1.46:

— pentru $V_5 = 1$ se poate scrie (vezi figura 1.8):

$$I_{68} = I_2 \frac{\exp(\Delta V/V_T)}{1 + \exp(\Delta V/V_T)} \quad \text{unde } \Delta V = I_{49H} R_{28} = 0,312 \text{ V} \quad (1.65)$$

— pentru $V_5 = 0$ se obține:

$$I_{68} = I_2 \frac{\exp(\Delta V/V_T)}{1 + \exp(\Delta V/V_T)} \quad \text{unde } \Delta V = I_{48L} R_{27} = 0,312 \text{ V} \quad (1.66)$$

Relații de aceeași formă cu 1.65 și 1.66 se obțin și pentru curenții celorlalte etaje diferențiale cu excepția ultimului etaj diferențial Q_{82}, Q_{83} corespunzător intrării *LSB* (*least significant bit* — *bitul cel mai puțin semnificativ*) — terminalul 12.

În acest caz ținînd seama de relațiile 1.46 și figura 1.8 obținem

— pentru $V_{12} = 1$ avem

$$I_{84} = I_{82} = I_{REF}/256$$

și

$$I_{82} = \frac{I_{13}}{2} \frac{\exp(\Delta_1 V/V_T)}{1 + \exp(\Delta_1 V/V_T)} \quad (1.67)$$

unde

$$\Delta_1 V = (I_{67H} - I_{REF}/256) R_{42} \quad (1.68)$$

iar (vezi § 1.3.2)

$$I_{67H} = I_{65}^2 = 80 \mu\text{A}$$

— pentru $V_{12} = 0$ avem

$$I_{85} = I_{83} = I_{REF}/256$$

și

$$I_{83} = \frac{I_{13}}{2} \frac{\exp(\Delta_1 V/V_T)}{1 + \exp(\Delta_1 V/V_T)} \quad (1.69)$$

unde

$$\Delta_1 V = (I_{66L} - I_{REF}/256) R_{41} \quad (1.70)$$

iar (vezi § 1.3.2)

$$I_{66L} = I_{65}^2 = 80 \mu\text{A}$$

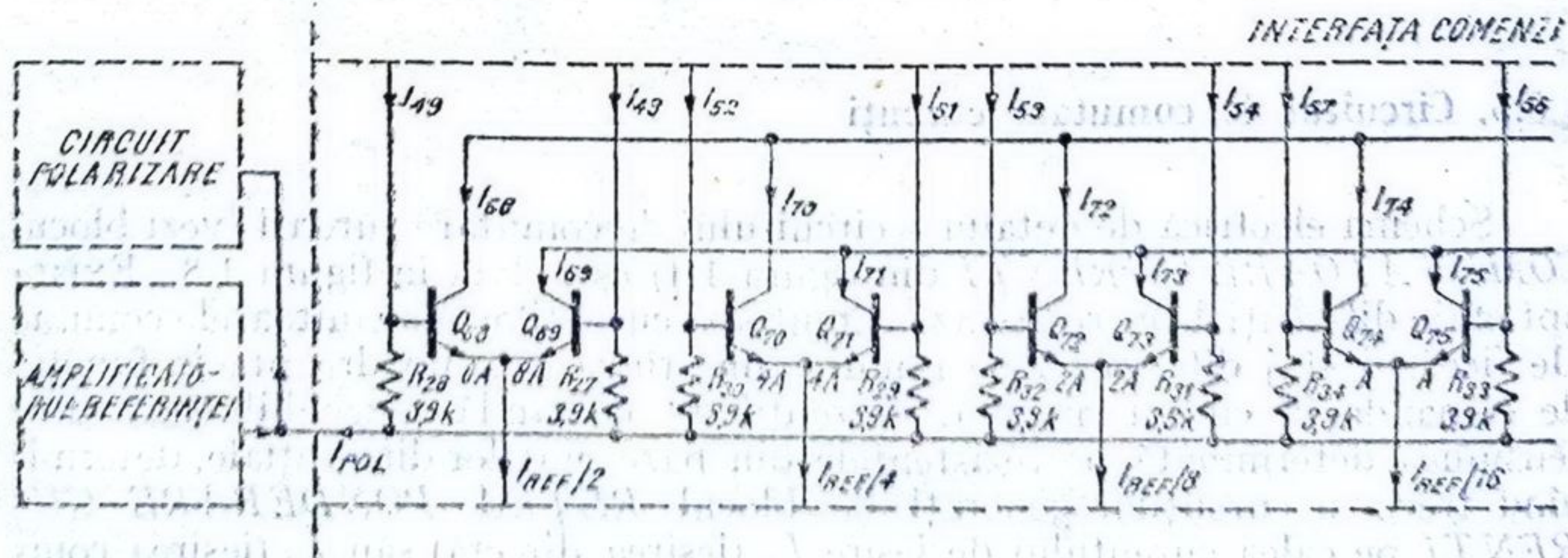


Fig. 1.8. Schema electrică a

Ținând seama de rezultatele obținute în relațiile 1.65, ..., 1.68 se poate calcula eroarea convertorului pentru curenții din ieșirea I_o (sau \bar{I}_o), datorită neidealității comutatoarelor de curent:

$$\frac{I_T - I_o}{I_T} = \frac{1}{1 + \exp(\Delta V/V_T)} \left[1 + \frac{1}{256} \left(\frac{1 + \exp(\Delta V/V_T)}{1 + \exp(\Delta_1 V/V_T)} - 1 \right) \right] \quad (1.71)$$

unde (vezi § 1.2)

$$I_T = I_{REF}/2 + I_{REF}/4 + \dots + I_{REF}/256 = \frac{255}{256} I_{REF}$$

Neglijând unitatea față de exponențială în (1.71) și aproximând paranteza mare cu valoarea unu (se consideră pentru I_{REF} valoarea nominală de 2 mA, vezi § 1.4.2) se obține:

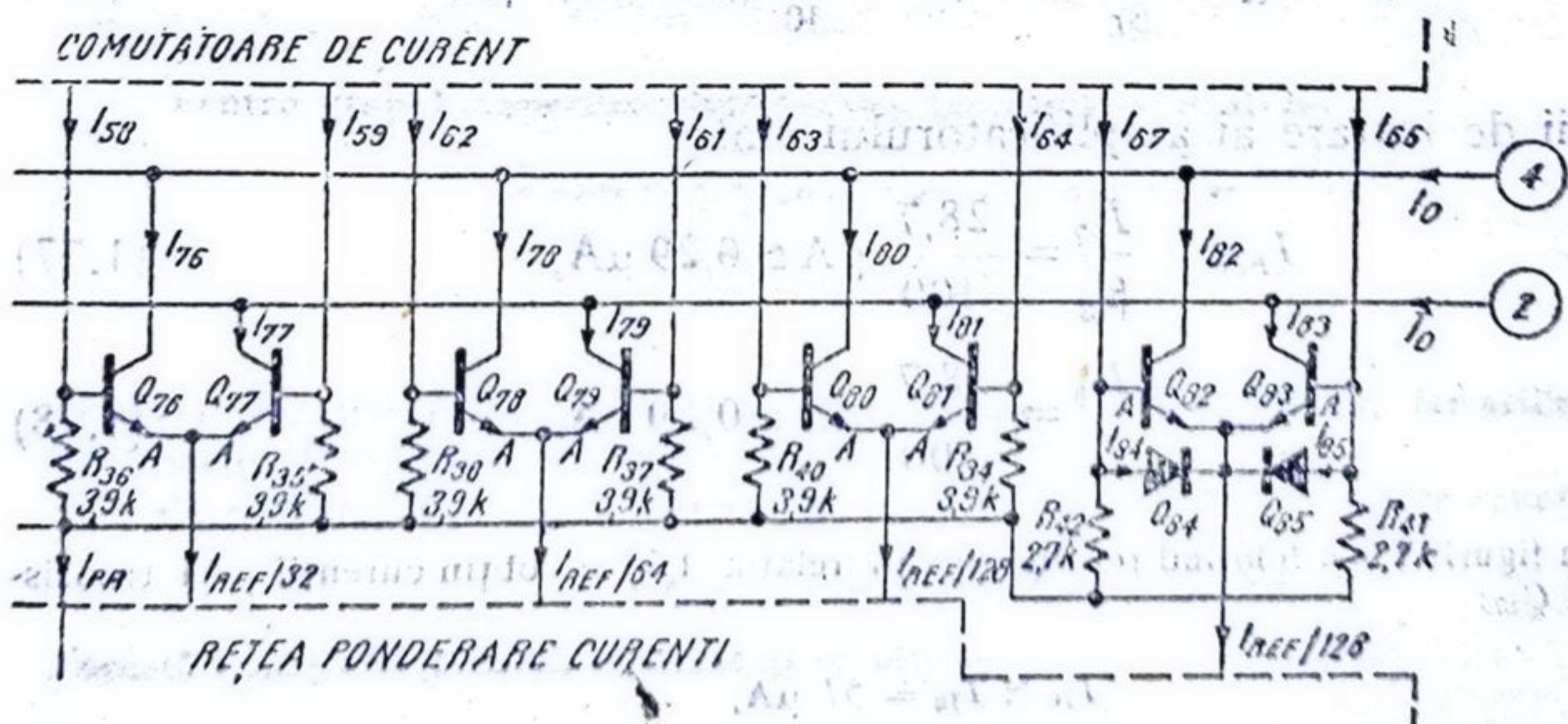
$$\frac{I_T - I_o}{I_T} = \exp\left(-\frac{\Delta V}{V_T}\right) \quad (1.72)$$

Înlocuind valorile numerice în (1.72) se calculează eroarea introdusă de comutatoarele de curent:

	$T = 298 \text{ K}$	$T = 398 \text{ K}$
eroarea	(25°C)	(125°C)

$\frac{I_T - I_{OUT}}{I_T}$	6×10^{-6}	125×10^{-6}
-----------------------------	--------------------	----------------------

Deoarece precizia convertorului de 8 biți are valoare maximă de 0,1% (vezi § 1.4.2), se observă din tabelul precedent că neidealitatea comutatoarelor de curent nu introduce practic nici o eroare la ieșirea de curent I_o (sau \bar{I}_o) a convertorului.



(1.7.1)
comutatoarelor de curenți

Pentru curenții I_{POL} generat către blocul *AMP REF* din figura 1.8 se determină valoarea ținând seama de curenții generați de blocul *INTERFAȚĂ COMENZI COMUTATOARE DE CURENT*. Astfel, conform cu relațiile 1.46 se obține că valoarea curenților I_{POL} nu depinde de starea semnalelor logice pe cele opt intrări. Din figurile 1.7 și 1.8 se obține:

$$I_{POL} = I_{50}^1 + I_{50}^2 + I_{55}^1 + I_{55}^2 + I_{60}^1 + I_{65}^1 + I_{65}^2 - I_{PR} - \frac{I_{REF}}{256}.$$

În relația precedentă, valoarea curenților I_{PR} este neglijabilă (vezi relația 1.116) iar în cazul $I_{REF} = 2 \text{ mA}$ se obține:

$$I_{POL} = 8 \times 80 \text{ } \mu\text{A} - 8 \text{ } \mu\text{A} = 632 \text{ } \mu\text{A}. \quad (1.73)$$

1.3.4. Amplificatorul pentru curenții de referință

Schema electrică a amplificatorului este dată în figura 1.9 (vezi blocul *AMP REF* din schema bloc (figura 1.1)). Se observă că amplificatorul operațional are intrare diferențială și ieșire în curent, avînd o reacție negativă internă închisă prin intrarea neînversoare.

Pentru a caracteriza funcționarea în curent continuu a amplificatorului se ține seama de legătura acestuia cu celelalte blocuri componente ale circuitului integrat (vezi figura 1.9 și figura 1.3).

Astfel curenții etajului de intrare sînt generați de *CIRCUITUL DE POLARIZARE* (vezi § 1.3.1) și se obțin conform figurii 1.9 folosind rezultatele din relația 1.13:

$$I_{14} = I_{15} = \frac{I_{31}^a}{2} = 57 \text{ } \mu\text{A}, \quad (1.74)$$

$$I_{86} = I_{31}^b + \frac{I_{14}}{\beta_L} = 23 \text{ } \mu\text{A} + \frac{57}{10} \text{ } \mu\text{A} = 28,7 \text{ } \mu\text{A}, \quad (1.75)$$

$$I_{87} = I_{31}^c + \frac{I_{15}}{\beta_L} = 23 \text{ } \mu\text{A} + \frac{57}{10} \text{ } \mu\text{A} = 28,7 \text{ } \mu\text{A}. \quad (1.76)$$

Curenții de intrare ai amplificatorului sînt:

$$I_{B87} = \frac{I_{87}}{\beta_S} = \frac{28,7}{100} \text{ } \mu\text{A} \simeq 0,29 \text{ } \mu\text{A}, \quad (1.77)$$

$$I_{B86} = \frac{I_{86}}{\beta_S} = \frac{28,7}{100} \text{ } \mu\text{A} \simeq 0,29 \text{ } \mu\text{A}. \quad (1.78)$$

Conform figurii 1.9 și folosind rezultatele din relația 1.74 se obțin curenții prin tranzistoarele Q_{16} și Q_{17} :

$$I_{16} \simeq I_{15} = 57 \text{ } \mu\text{A}, \quad (1.79)$$

$$I_{17} \simeq I_{14} = 57 \text{ } \mu\text{A}.$$

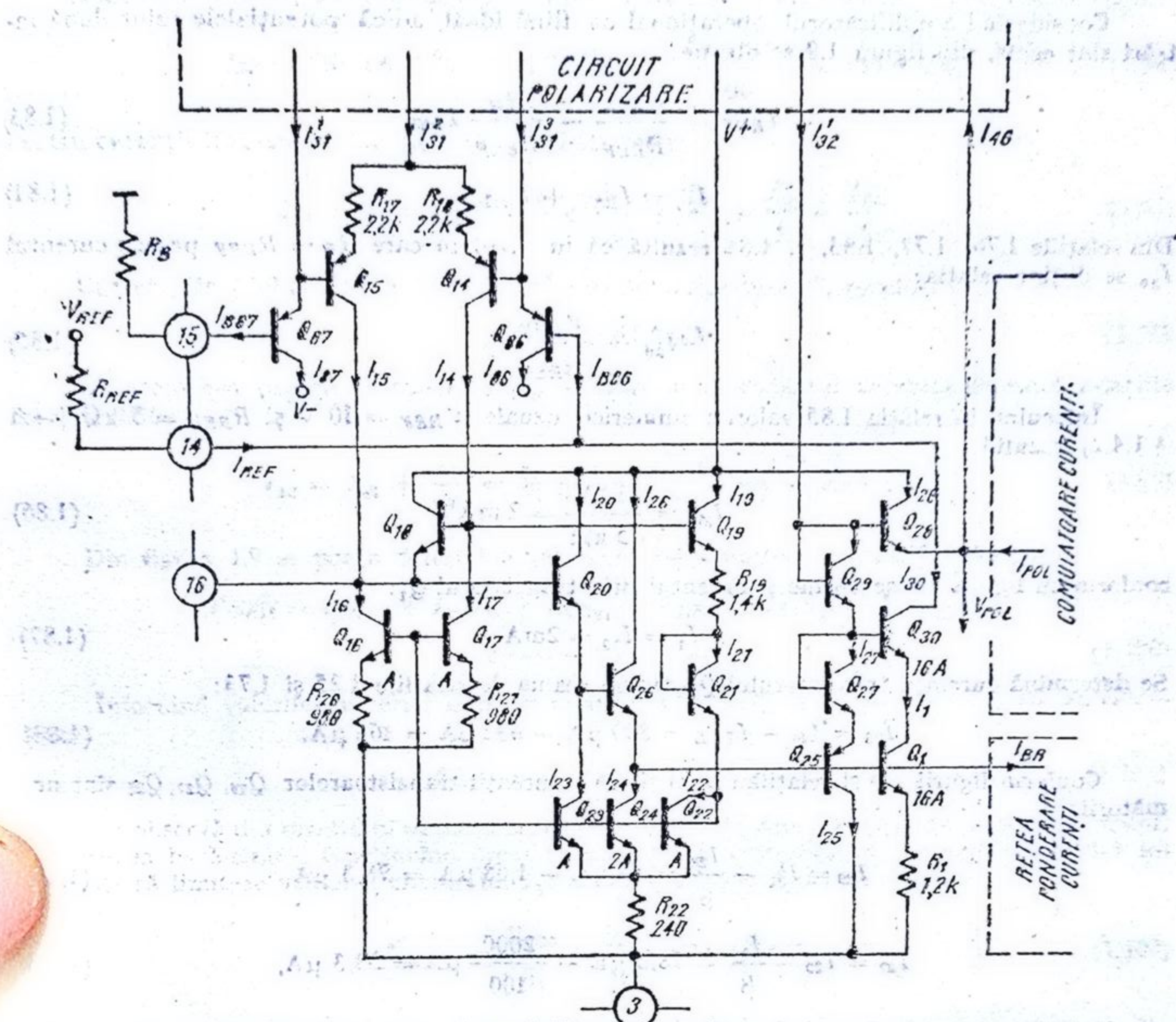


Fig. 1.9. Schema electrică a amplificatorului pentru curentul de referință.

Pentru grupul tranzistoarelor Q_{23} , Q_{24} , Q_{22} se obțin relațiile:

$$V_{BE16} + I_{16}R_{20} = V_{BE23} + (I_{23} + I_{24} + I_{22})R_{22} \quad (1.80)$$

$$I_{23} = \frac{I_{24}}{2} = I_{22}$$

deoarece tranzistoarele Q_{23} , Q_{24} , Q_{22} au aceeași tensiune bază-emitor, iar ariile de emitor sînt în rapoarte determinate de notațiile din figura 1.9.

Curenții I_{23} , I_{24} , I_{22} se determină folosind relațiile 1.80. Se obține ecuația:

$$V_{BE23} - V_{BE16} = I_{16}R_{20} - 4I_{23}R_{22} \quad (1.81)$$

Această ecuație se rezolvă numeric și se obține

$$\begin{aligned} I_{22} = I_{23} &\approx 58 \mu A, \\ I_{24} &= 2I_{23} \approx 116 \mu A. \end{aligned} \quad (1.82)$$

Considerînd amplificatorul operațional ca fiind ideal, adică potențialele celor două intrări sînt egale, din figura 1.9 se obține:

$$I_{REF} = \frac{V_{REF}}{R_{REF}} - \frac{R_B}{R_{REF}} I_{B37}, \quad (1.83)$$

$$I_{30} = I_{REF} + I_{B36}. \quad (1.84)$$

Din relațiile 1.76, 1.77, 1.83, și 1.84 rezultă că în cazul în care $R_B = R_{REF}$ pentru curenții I_{30} se obține relația:

$$I_{30} = \frac{V_{REF}}{R_{REF}} \quad (1.85)$$

Înlocuind în relația 1.85 valorile numerice uzuale $V_{REF} = 10 \text{ V}$ și $R_{REF} = 5 \text{ k}\Omega$ (vezi § 1.4.2) rezultă:

$$I_{30} = \frac{10 \text{ V}}{5 \text{ k}\Omega} = 2 \text{ mA} \quad (1.86)$$

conform cu figura 1.9 se obține și curenții prin tranzistorul Q_1 :

$$I_1 = I_{30} = 2 \text{ mA}. \quad (1.87)$$

Se determină curenții tranzistorului Q_{28} ținînd seama de relațiile 1.25 și 1.73:

$$I_{28} = I_{46} - I_{POL} = 800 \text{ }\mu\text{A} - 632 \text{ }\mu\text{A} = 168 \text{ }\mu\text{A}. \quad (1.88)$$

Conform figurii 1.9 și relațiilor 1.13 și 1.87, curenții tranzistoarelor Q_{29} , Q_{27} , Q_{25} sînt următorii:

$$I_{29} = I_{32} - \frac{I_{28}}{\beta} = 80 \text{ }\mu\text{A} - 1,68 \text{ }\mu\text{A} = 78,3 \text{ }\mu\text{A}, \quad (1.89)$$

$$I_{27} = I_{29} - \frac{I_{30}}{\beta} = 78,3 \text{ }\mu\text{A} - \frac{2000}{100} \text{ }\mu\text{A} = 58,3 \text{ }\mu\text{A}, \quad (1.90)$$

$$I_{25} \simeq I_{27} = 58,3 \text{ }\mu\text{A}. \quad (1.91)$$

Se poate determina tensiunea de polarizare a etajelor diferențiale din blocul COMUTATOARE CURENȚI (V_{POL}), la ieșirea repetorului de tensiune realizat cu tranzistorul Q_{28} :

$$V_{POL} = V_{BE29} + V_{BE27} + V_{EB25} + V_{BE1} + R_1 I_1 - V_{BE23} \quad (1.92)$$

Considerînd pentru tranzistorul *pnp* valoarea de 0,7 V a tensiunii emitor-bază, cu relațiile 1.87 și 1.92 se calculează tensiunea V_{POL} :

$$V_{POL} = 0,65 \text{ V} + 0,65 \text{ V} + 0,7 \text{ V} + 0,65 \text{ V} + 1,2 \text{ k}\Omega 2 \text{ mA} - 0,65 \text{ V} = 4,4 \text{ V}. \quad (1.93)$$

Pentru tranzistorul Q_{26} se poate scrie relația:

$$I_{26} = I_{24} + \frac{I_1}{\beta} + I_{BR} - \frac{I_{25}}{\beta_S}. \quad (1.94)$$

În relația 1.94, curenții I_{BR} este suma curenților de bază absorbiți de blocul REȚEA PONDERARE CURENȚI. Ținînd seama de cele prezentate în secțiunea 1.2 și relațiile 1.83, 1.86, 1.87, 1.91 se obține:

$$I_{BR} = \frac{I_{REF}}{\beta} = \frac{I_1}{\beta} = \frac{2 \text{ mA}}{100} = 20 \text{ }\mu\text{A} \quad (1.95)$$

Înlocuind valorile numerice date de relațiile 1.82, 1.87, 1.91, 1.95 în relația 1.94 se obține:

$$I_{26} = 116 \mu\text{A} + 20 \mu\text{A} + 20 \mu\text{A} - \frac{58,3 \mu\text{A}}{100} = 155,4 \mu\text{A}. \quad (1.96)$$

Pentru curenții tranzistoarelor Q_{19} și Q_{21} se poate scrie:

$$I_{19} \simeq I_{21} = I_{23} + \frac{I_{16}}{\beta} + \frac{I_{17}}{\beta} + \frac{I_{23}}{\beta} + \frac{I_{22}}{\beta} + \frac{I_{24}}{\beta}. \quad (1.97)$$

Cu relațiile 1.79 și 1.82, înlocuind valorile numerice în 1.97, rezultă:

$$I_{19} \simeq I_{21} = 61,5 \mu\text{A}. \quad (1.98)$$

De asemenea pentru tranzistorul Q_{20} se determină curenții acestuia folosind relațiile 1.82 și 1.96:

$$I_{20} = I_{23} + \frac{I_{26}}{\beta} = 58 \mu\text{A} + \frac{155,4}{100} \mu\text{A} = 59,5 \mu\text{A}. \quad (1.99)$$

Din figura 1.9 se poate determina tensiunea bază-emitor a tranzistorului Q_{18} :

$$V_{BE18} = V_{BE19} + I_{19}R_{19} + V_{BE21} + V_{BE16} + I_{16}R_{20} - V_{BE20} - V_{BE26} - V_{BE1} - I_1R_1. \quad (1.100)$$

Înlocuind valorile numerice date de relațiile 1.98, 1.79, 1.87 în relația 1.100, se calculează:

$$V_{BE18} \approx -I_1R_1 = -2,4 \text{ V} \quad (1.101)$$

Se observă din rezultatul obținut în relația 1.101 că tranzistorul Q_{18} este permanent blocat, joncțiunea bază-emitor funcționând drept capacitate (de compensare). De asemenea rolul lui Q_{18} este să limiteze valoarea curenților I_1 ; conform relației 1.101 se obține:

$$I_{1\text{ max}} = \frac{V_{Z18}}{R_1} = \frac{7,2}{1,2} \text{ mA} = 6 \text{ mA}. \quad (1.102)$$

Pentru a descrie funcționarea în regim de semnal mic se folosește schema simplificată din figura 1.10. Pentru etajul de intrare se poate scrie relația:

$$v_{REF} = (v_{EB87} - v_{EB86}) + (v_{EB15} - v_{EB14}) + R_{17}i_{15} - R_{18}i_{14} + R_{REF}i_{REF} + i_{B87}R_{REF} \quad (1.103)$$

În condiția de semnal mic se poate scrie:

$$v_{EB87} - v_{EB86} = (i_{87} - i_{86})/g_{m1}, \text{ unde } g_{m1} = \frac{I_{87}}{V_T} \quad (1.104)$$

$$v_{EB15} - v_{EB14} = (i_{15} - i_{14})/g_{m2}, \text{ unde } g_{m2} = \frac{I_{15}}{V_T}$$

Pentru relațiile 1.104 se calculează g_{m1} și g_{m2} folosind relațiile, 1.76 și 1.79:

$$g_{m1} = \frac{I_{87}}{V_T} = \frac{28,7}{26} \text{ mA/V} = 1,1 \text{ mA/V}, \quad (1.105)$$

$$g_{m2} = \frac{I_{15}}{V_T} = \frac{57}{26} \text{ mA/V} = 2,2 \text{ mA/V}.$$

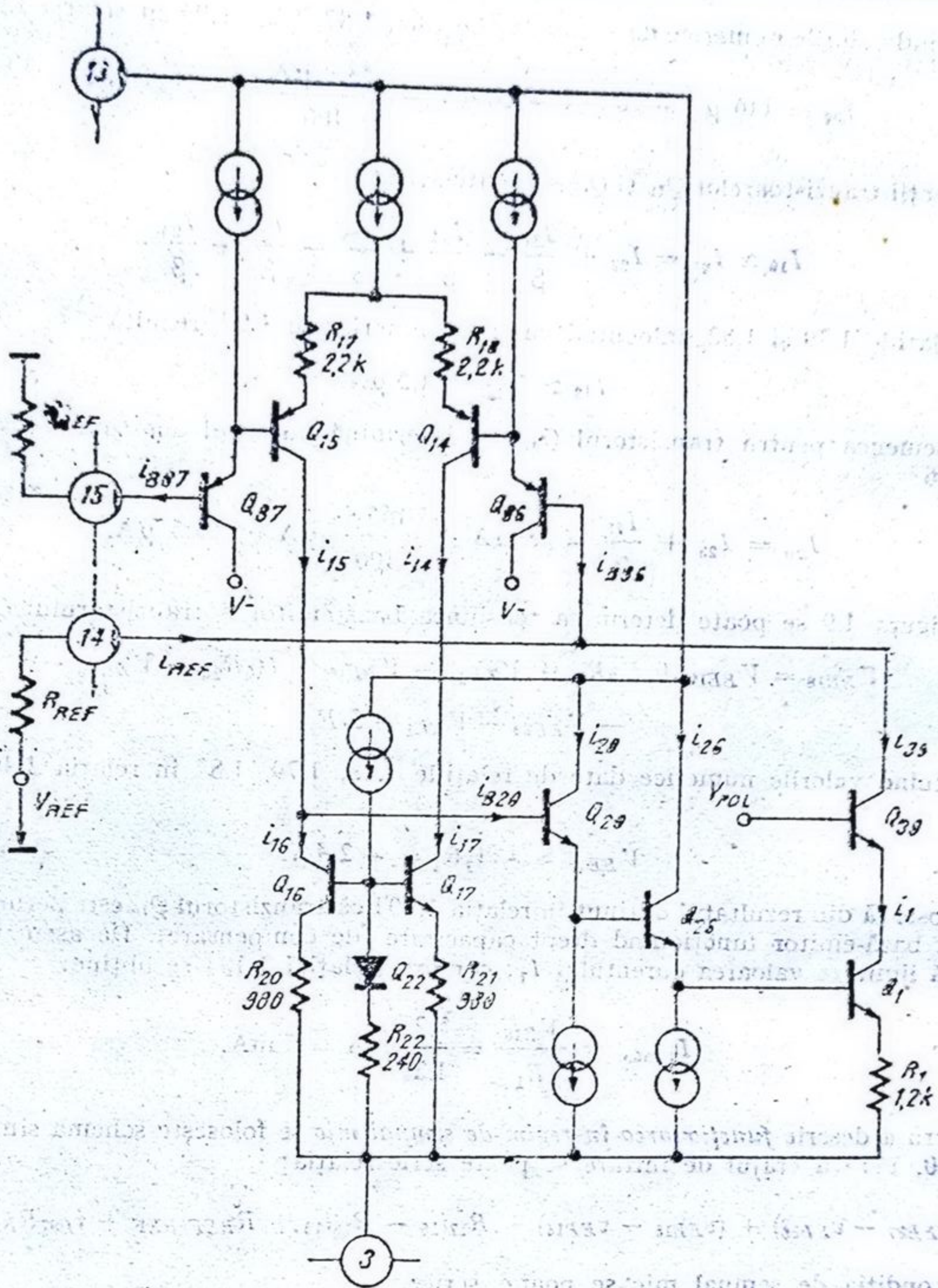


Fig. 1.10. Schema electrică simplificată pentru calculul câștigului la semnal mic al circuitului din figura 1.9.

Dar în regim dinamic avem:

$$i_{15} + i_{14} = 0, \quad (1.106)$$

$$i_{15} = \beta_L i_{B15} = \beta_L \beta_S i_{B15}, \quad (1.107)$$

$$i_{14} = \beta_L i_{B14} = \beta_L \beta_S i_{B14}.$$

Prelucrând relația 1.103 cu ajutorul relațiilor 1.104, 1.106 și 1.107 se obține:

$$v_{B15} = \frac{2i_{15}}{\beta_L g_{m1}} + \frac{2i_{15}}{g_{m3}} + 2R_{17}i_{15} + \frac{i_{15}}{\beta_L \beta_S} R_{REF} + R_{REF}i_{REF} \quad (1.108)$$

De asemenea există relația:

$$i_{30} = i_{B30} + i_{REF} \quad (1.109)$$

cu relațiile 1.107, 1.108 și 1.109 rezultă:

$$v_{REF} = R_{REF} i_{30} + 2 i_{15} \left(\frac{1}{\beta_L g_{m1}} + \frac{1}{g_{m2}} + R_{17} + \frac{R_{REF}}{\beta_L \beta_S} \right). \quad (1.110)$$

Datorită oglinzii de curent formată cu tranzistoarele $Q_{16} - Q_{17}$ (vezi figura 1.10) se obține:

$$i_{16} = i_{17} = i_{14} \quad (1.111)$$

$$i_{B30} = i_{15} - i_{10}$$

Cu ajutorul relațiilor 1.106 și 1.111, conform figurii 1.10 rezultă:

$$i_{30} = i_1 = \beta_1 \beta_{20} \beta_{20} \times 2 i_{15} = 2 \beta^3 i_{15}, \quad (1.112)$$

dacă se consideră același factor de amplificare β pentru tranzistoarele Q_1 , Q_{20} și Q_{20} .
Din relațiile 1.112 și 1.110 se obține:

$$v_{REF} = i_{30} \left[R_{REF} \left(1 + \frac{1}{\beta^3 \beta_L \beta_S} \right) + \frac{1}{\beta^3} \left(\frac{1}{\beta_L g_{m1}} + \frac{1}{g_{m2}} + R_{17} \right) \right] \quad (1.113)$$

Făcând aproximațiile ce se impun și folosind relațiile 1.105, relația 1.113 devine:

$$v_{REF} = i_{30} (R_{REF} + r_o), \text{ unde } r_o = 2,75 \cdot 10^{-6} \text{ k}\Omega. \quad (1.114)$$

Se observă că există o limită inferioară a rezistenței R_{REF} , pentru a obține curentul i_{30} practic independent de valoarea amplificării în buclă închisă, reflectată în relația 1.114 prin rezistența r_o . Astfel se poate scrie:

$$i_{30} = \frac{v_{REF}}{R_{REF}}, \text{ dacă } R_{REF} \gg r_o$$

Pentru obținerea curentului i_{30} cu o precizie de 10^{-4} , din relația 1.114 se obține:

$$i_{30} = \frac{v_{REF}}{R_{REF}}, \text{ pentru } R_{REF} \geq 10^4 r_o = 27,5 \text{ } \Omega \quad (1.115)$$

Astfel, pentru o funcționare corectă a blocului de intrare AMP REF se poate considera pentru rezistența R_{REF} limita inferioară de $27,5 \text{ } \Omega$ dată de relația 1.115.

1.3.5. Circuitul rețelei de ponderare curenți

Schema electrică a circuitului de ponderare este prezentată în figura 1.11 (vezi blocul *REȚEA PONDERARE CURENȚI* din schema bloc, figura 1.1). Pentru grupul tranzistoarelor Q_7, Q_8, \dots, Q_{13} există o polarizare prin tensiunea V_{POL} , care diferă de tensiunea de polarizare a bazelor tranzistoarelor Q_1, Q_2, \dots, Q_6 .

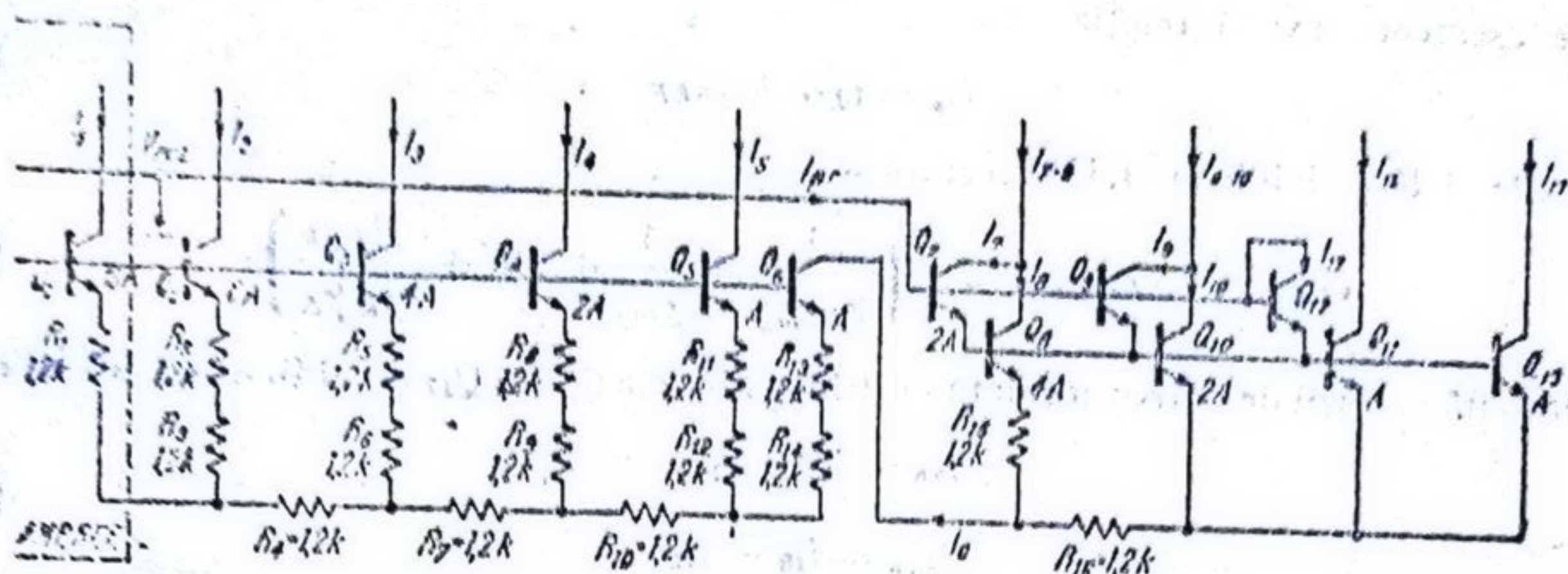


Fig. 1.11. Schema circuitului de ponderare curenți.

Curentul I_{PR} se determină ținând seama de relațiile 1.123 ... 1.126, conform cu figura 1.11:

$$I_{PR} \approx \frac{I_{11} + I_{13}}{\beta} + \frac{I_{7-8}}{\beta^2} + \frac{I_{9-10}}{\beta^2} = \frac{I_{REF}}{64} \cdot \frac{1}{\beta} \left(1 + \frac{1}{\beta} + \frac{2}{\beta} \right) \approx 0,32 \mu A \quad (1.116)$$

● Influența valorii finite a câștigului în curent asupra preciziei convertorului.

Deoarece tranzistoarele Q_7, Q_9, Q_{12} au aceeași tensiune bază-emitor iar ariile de emitor sînt în rapoarte bine determinate există relațiile:

$$I_{13} = I_9 = \frac{I_7}{2} \quad (1.117)$$

$$I_{11} = I_{13} = \frac{I_{10}}{2} \quad (1.118)$$

Se va considera pentru simplificarea relațiilor că toate tranzistoarele din schemă, Q_1, \dots, Q_{13} au aceeași valoare a parametrului β .

Se obține:

$$V_{BE8} - V_{BE10} = R_{10} \frac{\beta + 1}{\beta} (I_{13} + I_{11} + I_{10}) - R_{15} \frac{\beta + 1}{\beta} I_3. \quad (1.119)$$

Ținînd seama de relația 1.118, relația 1.119 devine:

$$V_T \ln \left(\frac{I_3 \cdot 2A}{I_{10} \cdot 4A} \right) = R_{10} \frac{\beta + 1}{\beta} (2I_{10} - I_3). \quad (1.120)$$

Ecuția 1.120 are soluția:

$$I_3 = 2I_{10}. \quad (1.121)$$

De asemenea avem relația:

$$\frac{\beta + 1}{\beta} (I_7 + I_9 + I_{13}) = \frac{1}{\beta} (I_3 + I_{10} + I_{11} + I_{13}). \quad (1.122)$$

Din relațiile 1.117, 1.118, 1.121 și 1.122 se obține:

$$I_{10} = (\beta + 1) I_{13}. \quad (1.123)$$

Prelucrând relațiile 1.117, 1.118, 1.121 și 1.123 obținem:

$$\begin{aligned} I_{11} &= I_{13}, \\ I_{9-10} &= I_9 + I_{10} = 2I_{13} \left(1 + \frac{1}{\beta + 1} \right), \\ I_{7-8} &= I_7 + I_8 = 4I_{13} \left(1 + \frac{1}{\beta + 1} \right). \end{aligned} \quad (1.124)$$

Conform figurii 1.11 se poate scrie relația:

$$I_6 = \frac{\beta + 1}{\beta} I_8 + \frac{\beta + 1}{\beta} (I_{10} + I_{11} + I_{13}). \quad (1.125)$$

Prelucrând relația 1.125 cu ajutorul relațiilor 1.117, 1.118, 1.121, 1.123 se obține:

$$I_6 = 8I_{13} \left(1 + \frac{1}{\beta} \right). \quad (1.126)$$

Pentru tranzistoarele Q_5 și Q_6 există relația:

$$V_{BE6} - V_{BE5} = V_T \ln \frac{I_6}{I_5} = 2R_{11}(I_5 - I_6). \quad (1.127)$$

Ecuția 1.127 are soluția evidentă:

$$I_6 = I_5 = 8I_{13} \left(1 + \frac{1}{\beta} \right). \quad (1.128)$$

În continuare se pot scrie relațiile:

$$V_{BE4} - V_{BE5} = V_T \ln \left(\frac{I_4}{I_5} \frac{A}{2A} \right) = 2R_{11}I_5 + R_{10}(I_5 + I_6) - 2R_8I_4. \quad (1.129)$$

$$V_{BE3} - V_{BE4} = V_T \ln \left(\frac{I_3}{I_4} \frac{2A}{4A} \right) = 2R_8I_4 + R_7(I_4 + I_5 + I_6) - 2R_5I_3. \quad (1.130)$$

$$V_{BE2} - V_{BE3} = V_T \ln \left(\frac{I_2}{I_3} \frac{4A}{3A} \right) = 2R_5I_3 + R_4(I_3 + I_4 + I_5 + I_6) - 2R_2I_2. \quad (1.131)$$

$$V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln \left(\frac{I_1}{I_2} \frac{8A}{16A} \right) = 2R_2I_2 - R_1I_1. \quad (1.132)$$

Rezolvarea ecuațiilor de mai sus, ținând seama de relația 1.128 conduce la soluțiile:

$$\begin{aligned} I_4 &= 2I_5 = 16I_{13} \left(1 + \frac{1}{\beta} \right), \\ I_3 &= I_4 = 32I_{13} \left(1 + \frac{1}{\beta} \right), \\ I_2 &= 2I_3 = 64I_{13} \left(1 + \frac{1}{\beta} \right), \\ I_1 &= 2I_2 = 128I_{13} \left(1 + \frac{1}{\beta} \right). \end{aligned} \quad (1.133)$$

Din relațiile 1.124, 1.128, 1.133 se obține:

$$I_{10} = \frac{I_1}{128} \left(1 - \frac{1}{\beta + 1} \right), \quad (1.134)$$

$$I_{11} = \frac{I_1}{128} \left(1 - \frac{1}{\beta + 1} \right), \quad (1.135)$$

$$I_{9-10} = \frac{I_1}{64} \left[1 - \left(\frac{1}{\beta + 1} \right)^2 \right], \quad (1.136)$$

$$I_{7-8} = \frac{I_1}{32} \left[1 - \left(\frac{1}{\beta + 1} \right)^2 \right], \quad (1.137)$$

$$I_6 = \frac{I_1}{16}, \quad (1.138)$$

$$I_4 = \frac{I_1}{8}, \quad (1.139)$$

$$I_3 = \frac{I_1}{4}, \quad (1.140)$$

$$I_2 = \frac{I_1}{2}. \quad (1.141)$$

Folosind cele prezentate în Secțiunea 1.2 și §§ 1.3.3 și 1.3.4, conform figurii 1.2 se obțin curenții corespunzători fiecărei intrări logice B_1, \dots, B_8 , în funcție de curentul de referință, I_{REF} , ținând seama de relațiile 1.134, 1.135, ..., 1.141:

$$I(B_1 = MSB) = \frac{I_{REF}}{2}, \quad (1.142)$$

$$I(B_2) = \frac{I_{REF}}{4}, \quad (1.143)$$

$$I(B_3) = \frac{I_{REF}}{8}, \quad (1.144)$$

$$I(B_4) = \frac{I_{REF}}{16}, \quad (1.145)$$

$$I(B_5) = \frac{I_{REF}}{32} \left[1 - \left(\frac{1}{\beta + 1} \right)^2 \right], \quad (1.146)$$

$$I(B_6) = \frac{I_{REF}}{64} \left[1 - \left(\frac{1}{\beta + 1} \right)^2 \right], \quad (1.147)$$

$$I(B_7) = \frac{I_{REF}}{128} \left[1 - \frac{1}{\beta + 1} \right], \quad (1.148)$$

$$I(B_8 = LSB) = \frac{I_{REF}}{256} \left[1 - \frac{1}{\beta + 1} \right], \quad (1.149)$$

Relațiile 1.142, ..., 1.149 ne furnizează curenții la ieșire I_o sau \bar{I}_o în cazul cuasireal, în care împerecherea parametrilor tranzistoarelor și a valorilor rezistențelor din rețeaua R-2R este perfectă în schimb valoarea lui β este finită, aceasta influențând valorile curenților conform relațiilor indicate.

Astfel, în acest caz, pentru cei mai semnificativi patru biți nu există erori datorate valorii lui β ; pentru cei mai puțin semnificativi patru biți erorile se determină în continuare folosind relațiile 1.146, ..., 1.149:

$$\begin{aligned}\varepsilon_5 &= [I_{REF}/32 - I(B_5)]/I_{REF} = \frac{1}{32} \left(\frac{1}{\beta + 1} \right)^2 = \\ &= \frac{1}{32} \left(\frac{1}{101} \right)^2 \approx 3 \cdot 10^{-6},\end{aligned}\quad (1.150)$$

$$\begin{aligned}\varepsilon_6 &= [I_{REF}/64 - I(B_6)]/I_{REF} = \frac{1}{64} \left(\frac{1}{\beta + 1} \right)^2 = \\ &= \frac{1}{64} \left(\frac{1}{101} \right)^2 \approx 1,5 \cdot 10^{-6},\end{aligned}\quad (1.151)$$

$$\begin{aligned}\varepsilon_7 &= [I_{REF}/128 - I(B_7)]/I_{REF} = \frac{1}{128} \frac{1}{\beta + 1} = \\ &= \frac{1}{128} \frac{1}{101} \approx 78 \cdot 10^{-6},\end{aligned}\quad (1.152)$$

$$\begin{aligned}\varepsilon_8 &= [I_{REF}/256 - I(B_8)]/I_{REF} = \frac{1}{256} \frac{1}{\beta + 1} = \\ &= \frac{1}{256} \frac{1}{101} \approx 39 \cdot 10^{-6}.\end{aligned}\quad (1.153)$$

Cumulind erorile date de relațiile 1.150 ... 1.153 se obține eroarea totală pentru cazul cel mai defavorabil:

$$\varepsilon_t = \varepsilon_5 + \varepsilon_6 + \varepsilon_7 + \varepsilon_8 = 1,215 \cdot 10^{-4}. \quad (1.154)$$

Trebuie observat că eroarea convertorului de 8 biți β DAC 08 datorată parametrului β , calculată cu relația 1.154 este mult mai mică decât precizia acestuia în cazul clasei celei mai bune (vezi § 1.4.2):

$$\varepsilon_t = 1,215 \cdot 10^{-4} \ll \frac{1}{4} \text{ LSB} = 9,5 \cdot 10^{-4}.$$

Astfel eroarea introdusă de valoarea finită a parametrului β poate fi neglijată, iar relațiile 1.142, ..., 1.149 capătă forma ideală:

$$I(B_1) = I_{REF}/2, \quad I(B_2) = I_{REF}/4, \quad I(B_3) = I_{REF}/8, \quad I(B_4) = I_{REF}/16 \quad (1.155)$$

$$I(B_5) = I_{REF}/32, \quad I(B_6) = I_{REF}/64, \quad I(B_7) = I_{REF}/128, \quad I(B_8) = I_{REF}/256.$$

● În continuare se determină erorile de conversie D/A în cazul în care se neglijează influența parametrului β (se presupune o valoare infinită) și se ține seama de variația celorlalți parametri ai tranzistoarelor.

Astfel, ținând seama de figura 1.2 și figura 1.11 se obțin relațiile:

$$V_T \ln \frac{I_{82} - I_{82}}{I_{82}} - V_T \ln \frac{A_{84}}{A_{82}} - V_T \ln \frac{J_{884}}{J_{882}} = 0,$$

$$V_T \ln \frac{I_{80}}{I_{13}} - V_T \ln \frac{A_{11}}{A_{13}} - V_T \ln \frac{J_{811}}{J_{813}} = 0,$$

$$V_T \ln \frac{I_{78}}{I_{80}} - V_T \ln \frac{A_{10}}{A_{11}} - V_T \ln \frac{J_{810}}{J_{811}} = 0,$$

$$V_T \ln \frac{I_{78}}{I_{78}} - V_T \ln \frac{A_8}{A_{10}} - V_T \ln \frac{J_{88}}{J_{810}} + R_{16}I_{76} - R_{16}(I_{78} + I_{80} + I_{13}) = 0,$$

$$I_{78} + I_{78} + I_{80} + I_{13} - I_6 = 0,$$

$$V_T \ln \frac{I_{74}}{I_6} - V_T \ln \frac{A_5}{A_6} - V_T \ln \frac{J_{85}}{J_{86}} + (R_{11} + R_{12})I_{74} - (R_{12} + R_{14})I_6 = 0,$$

$$V_T \ln \frac{I_{72}}{I_{74}} - V_T \ln \frac{A_4}{A_5} - V_T \ln \frac{J_{84}}{J_{85}} + (R_8 + R_9)I_{72} - R_{10}(I_{74} + I_6) - (R_{11} + R_{12})I_{74} = 0,$$

$$V_T \ln \frac{I_{70}}{I_{72}} - V_T \ln \frac{A_3}{A_4} - V_T \ln \frac{J_{83}}{J_{84}} + (R_5 + R_6)I_{70} - R_7(I_{74} + I_{72} + I_6) - (R_8 + R_9)I_{72} = 0,$$

$$V_T \ln \frac{I_{68}}{I_{70}} - V_T \ln \frac{A_2}{A_3} - V_T \ln \frac{J_{82}}{J_{83}} + (R_2 + R_3)I_{68} - R_4(I_{70} + I_{72} + I_{74} + I_6) - (R_5 + R_6)I_{70} = 0,$$

$$V_T \ln \frac{I_{REF}}{I_{68}} - V_T \ln \frac{A_1}{A_2} - V_T \ln \frac{J_{81}}{J_{82}} + R_1I_{REF} - (R_2 + R_3)I_{68} = 0.$$

Se trece la diferențe finite în ecuațiile precedente notându-se

$$\frac{\Delta I_{82}}{I_{82}} = x_8, \frac{\Delta I_{13}}{I_{13}} = x_{13}, \frac{\Delta I_{80}}{I_{80}} = x_7, \frac{\Delta I_{78}}{I_{78}} = x_6, \frac{\Delta I_{76}}{I_{76}} = x_5, \frac{\Delta I_{74}}{I_{74}} = x_4,$$

$$\frac{\Delta I_6}{I_6} = x_0, \frac{\Delta I_{72}}{I_{72}} = x_3, \frac{\Delta I_{70}}{I_{70}} = x_2, \frac{\Delta I_{68}}{I_{68}} = x_1, \Delta \left(\frac{A_x}{A_y} \right) / \left(\frac{A_x}{A_y} \right) = x_A,$$

$$\frac{\Delta(R_x - R_y)}{R_y} = x_R, \Delta \left(\frac{J_{8x}}{J_{8y}} \right) / \left(\frac{J_{8x}}{J_{8y}} \right) = x_s.$$

De asemenea se folosesc relațiile:

$$I_{82} = I(B8), I_{13} = 2I(B8), I_{80} = I(B7), I_{76} = I(B5), I_{74} = I(B4), I_6 = I(B5),$$

$$I_{72} = I(B3), I_{70} = I(B2), I_{68} = I(B1).$$

Preluând ecuațiile anterioare se obține:

$$2x_{13} - 2x_8 = x_A + x_s,$$

$$x_7 - x_{13} = x_A + x_s,$$

$$x_6 - x_7 = x_A + x_s,$$

$$x_5 - x_6 = x_A + x_s + \frac{RI(B_5)}{V_T} x_R + \frac{RI(B_7)}{V_T} (2x_6 + x_7 + x_{13} - 4x_5),$$

$$x_5 I(B_5) + x_6 I(B_6) + x_{13} I(B_7) + x_7 I(B_7) - x_8 I(B_4) = 0,$$

$$x_4 - x_0 = x_A + x_s + \frac{RI(B_4)}{V_T} 2x_R + \frac{2RI(B_4)}{V_T} (x_6 - x_4),$$

$$x_3 - x_4 = x_A + x_s + \frac{RI(B_4)}{V_T} 4x_R + \frac{RI(B_4)}{V_T} (3x_4 + x_6 - 4x_3),$$

$$x_2 - x_3 = x_A + x_s + \frac{RI(B_3)}{V_T} 4x_R + \frac{RI(B_4)}{V_T} (6x_3 + x_6 + x_4 - 8x_2),$$

$$x_1 - x_2 = x_A + x_s + \frac{RI(B_2)}{V_T} 4x_R + \frac{RI(B_4)}{V_T} (12x_2 + 2x_3 + x_4 + x_6 - 16x_1),$$

$$-x_1 = x_A + x_s + \frac{RI(B_1)}{V_T} 2x_R + \frac{2RI(B_1)}{V_T} x_1.$$

Rezolvând sistemul de ecuații precedent în contextul unor aproximații rezonabile, rezultă

$$x_8 = -(x_A + x_s) \left[\frac{93}{128} \frac{V_T}{RI(B_1)} + \frac{509}{128} + 4 \frac{RI(B_5)}{V_T} \right] / \left[1 + 2 \frac{RI(B_5)}{V_T} \right] -$$

$$- x_R \left[\frac{263}{32} + \frac{295}{32} \frac{RI(B_5)}{V_T} \right] / \left[1 + 2 \frac{RI(B_5)}{V_T} \right],$$

$$x_7 = x_8 + \frac{3}{2} (x_A + x_s),$$

$$x_6 = x_8 + \frac{5}{2} (x_A + x_s),$$

$$x_5 = (x_A + x_s) \left[1 + \frac{7}{4} \frac{RI(B_5)}{V_T} \right] / \left[1 + \frac{RI(B_5)}{V_T} \right] + x_R \frac{RI(B_5)}{V_T} / \left[1 + \frac{RI(B_5)}{V_T} \right] +$$

$$+ x_8 \frac{RI(B_5)}{V_T} / \left[1 + \frac{RI(B_5)}{V_T} \right],$$

$$x_4 = -\frac{29}{16} \frac{V_T}{RI(B_1)} (x_A + x_s) - \frac{199}{64} x_R,$$

$$x_3 = -\frac{13}{16} \frac{V_T}{RI(B_1)} (x_A + x_s) - \frac{87}{64} x_R,$$

$$x_2 = -\frac{9}{16} \frac{V_T}{RI(B_1)} (x_A + x_s) - \frac{107}{64} x_R,$$

$$x_1 = -\frac{1}{2} \frac{V_T}{RI(B_1)} (x_A + x_s) - x_R.$$

În cazul cînd $I_{REF} = 2 \text{ mA}$, ținînd seama de valorile rezistențelor și curenților (conform figurilor 1.2 și 1.3) din relațiile precedente, se obține

$$\begin{aligned}x_8 &= -2,33(x_A + x_s) - 5,14 x_R, \\x_7 &= -0,83(x_A + x_s) - 5,14 x_R, \\x_6 &= 0,17(x_A + x_s) - 5,14 x_R, \\x_5 &= -0,17(x_A + x_s) - 3,07 x_R, \\x_4 &= -0,039(x_A + x_s) - 3,11 x_R, \\x_3 &= -0,018(x_A + x_s) - 1,36 x_R, \\x_2 &= -0,012(x_A + x_s) - 1,67 x_R, \\x_1 &= -0,011(x_A + x_s) - x_R.\end{aligned}\tag{1.156}$$

Pentru parametrii de împerechere x_A , x_s , x_R se pot considera valorile

$$x_A = 0,5\%, \quad x_s = 5\%, \quad x_R = 0,25\%.\tag{1.157}$$

Folosind relațiile 1.156 și 1.157 se calculează erorile corespunzătoare celor opt intrări logice în cazul cel mai defavorabil

$$\begin{aligned}\varepsilon_8 &= x_8 \frac{I_8}{I_{REF}} = \frac{x_8}{2^8} = -\frac{0,128 + 0,0128}{256} = -0,055\%, \\ \varepsilon_7 &= x_7 \frac{I_7}{I_{REF}} = \frac{x_7}{2^7} = -\frac{0,046 + 0,0128}{128} = -0,046\%, \\ \varepsilon_6 &= x_6 \frac{I_6}{I_{REF}} = \frac{x_6}{2^6} = -\frac{0,009 - 0,0128}{64} = -0,005\%, \\ \varepsilon_5 &= x_5 \frac{I_5}{I_{REF}} = \frac{x_5}{2^5} = -\frac{0,009 + 0,0077}{32} = -0,052\%, \\ \varepsilon_4 &= x_4 \frac{I_4}{I_{REF}} = \frac{x_4}{2^4} = -\frac{0,002 + 0,0078}{16} = -0,061\%, \\ \varepsilon_3 &= x_3 \frac{I_3}{I_{REF}} = \frac{x_3}{2^3} = -\frac{0,001 + 0,003}{8} = -0,055\%, \\ \varepsilon_2 &= x_2 \frac{I_2}{I_{REF}} = \frac{x_2}{2^2} = -\frac{0,00066 + 0,0042}{4} = -0,12\%, \\ \varepsilon_1 &= x_1 \frac{I_1}{I_{REF}} = \frac{x_1}{2} = -\frac{0,0006 + 0,0025}{2} = -0,15\%.\end{aligned}\tag{1.158}$$

— Observăm din relațiile 1.158 că erorile de conversie corespunzătoare celor mai puțin semnificativi patru biți depind mai mult de împerecherea tranzistoarelor din rețeaua de ponderare prin intermediul parametrilor x_A și x_B , decât de împerecherea rezistențelor din rețea. Pentru cei mai semnificativi patru biți predomină însă, parametrul x_R , de împerechere a rezistențelor din rețea.

— Dacă se calculează eroarea totală de conversie D/A a convertorului de 8 biți, pentru curentul de ieșire I_O (sau I_{ϕ}) se obține:

$$\varepsilon_t = \varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \dots + \varepsilon_8 = -0,54\%. \quad (1.159)$$

Această eroare corespunde la o abatere a curentului la capăt de scală în ieșire față de valoarea ideală:

$$|\Delta I_{FS}| = \left| I_O (\text{full scale}) - \frac{255}{256} I_{REF} \right| = |\varepsilon_t| I_{REF}. \quad (1.160)$$

Folosind relațiile 1.159 și 1.160, în cazul în care $I_{REF} = 2 \text{ mA}$, se obține:

$$|\Delta I_{FS}| = 0,0054 \times 2 \text{ mA} = 10,8 \mu\text{A}. \quad (1.161)$$

Rezultatul obținut mai sus este în concordanță cu valorile care sînt prezentate în § 1.4.2. Astfel pentru varianta $\beta\text{DAC } 08\text{C}$, eroarea la capăt de scală trebuie să fie $\frac{1}{256} I_{REF}$ adică $7,8 \mu\text{A}$, valoare comparabilă cu cea calculată în relația 1.161.

1.3.6. Curenții de alimentare ai convertorului

Folosind schema electrică din figura 1.3 se pot evalua curenții absorbiți de la sursele de alimentare ale circuitului.

Astfel curentul absorbit de la sursa de tensiune pozitivă este:

$$I^+ = I_{18} + I_{19} + I_{28} + I_{35} + (I_{31} + I_{32} + I_{34} + I_{50} + I_{53} + I_{60} + I_{63}) \left(1 + \frac{1}{\beta_L} \right). \quad (1.162)$$

Cu ajutorul relațiilor 1.48, 1.52 și 1.57 se găsește că

$$I_{28} = I_{34} (-x + \sqrt{1+x^2}), \text{ unde } x = \frac{I_P}{2I_{34}}. \quad (1.163)$$

Înlocuind cu valorile numerice date de (1.7), (1.13), (1.15) (1.20), (1.57), (1.88) și (1.93): rezultă:

— curentul I^+ în cazul cînd cele opt intrări logice sînt în starea logică 1 ($x = x_R = 0,8$).

$$I^+ = [-0,8 + \sqrt{1+(0,8)^2}] 40 \mu\text{A} + 7 \left(1 + \frac{1}{10} \right) 160 \mu\text{A} + 61,5 \mu\text{A} + 168 \mu\text{A} = 1,43 \text{ mA}$$

— curentul I^+ în cazul când cele opt intrări logice sînt în starea logică 0 ($x = x_L = 0$):

$$I^+ = 40 \mu\text{A} + 7 \left(1 + \frac{1}{10} \right) 160 \mu\text{A} + 61,5 \mu\text{A} + 168 \mu\text{A} \approx 1,51 \text{ mA}.$$

Deci curentul absorbit de la sursa pozitivă (V^+) este practic constant, conform rezultatelor de mai sus.

Curentul furnizat de sursa negativă se determină din figura 1.3:

$$I^- = I^+ + I_O + \bar{I}_O + I_{REF} - [I_{REF(-)} + I(5) + I(6) + \dots + I(12)].$$

În relația precedentă avem $I_O + \bar{I}_O = \frac{255}{256} I_{REF}$; ținînd seama de relațiile 1.57 și 1.77 se obține:

— Curentul I^- în cazul în care intrările logice sînt în starea logică 1, [$I(5) = I(6) = \dots = I(12) = 0$]:

$$I^- = 1,48 \text{ mA} + \left(1 + \frac{255}{256} \right) I_{REF} - 0,29 \mu\text{A} \approx 1,48 \text{ mA} + 2I_{REF}.$$

Pentru $I_{REF} = 2 \text{ mA}$ se obține $I^- = 5,48 \text{ mA}$.

— Curentul I^- în cazul când intrările logice sînt în stare logică 0 ($I(5) = I(6) = \dots = I(12) = 8 \mu\text{A}$):

$$I^- = 1,51 \text{ mA} + \left(1 + \frac{255}{256} \right) I_{REF} - 0,29 \mu\text{A} - 64 \mu\text{A} \approx 1,45 \text{ mA} + 2I_{REF}.$$

În cazul $I_{REF} = 2 \text{ mA}$ rezultă $I^- = 5,45 \text{ mA}$.

Observăm că și curentul de alimentare I^- este practic constant în raport cu stările intrărilor logice ale convertorului.

Rezultatele obținute mai sus sînt adunate la un loc în tabelul 1.1.

Tabelul 1.1

Valorile curenților absorbiți de la sursa V^+ și furnizați de sursa V^- în funcție de starea intrărilor logice

Intrările logice	$I^+ [\text{mA}]$	$I^- [\text{mA}]$
11 ... 1	1,48	5,48
00 ... 0	1,51	5,45

Curentul de referință $I_{REF} = 2 \text{ mA}$

1.4. Parametri

1.4.1. Mărimi specifice convertoarelor D/A

Convertoarele D/A sînt dispozitive care primesc la intrare un cod digital iar la ieşire apare o tensiune sau un curent în funcţie de informaţia de la intrare. În cazul convertoarelor A/D liniare, mărimea analogică de la ieşire este proporţională cu echivalentul numeric zecimal al codului digital din intrare. Pentru convertoarele unipolare se folosesc coduri digitale ce reprezintă numai valori pozitive şi la ieşire se obţine o mărime analogică de asemenea pozitivă; în figura 1.12 se prezintă caracteristica de transfer a unui asemenea convertor.

În general această caracteristică se aproximează cu o dreaptă ce trece prin două puncte remarcabile: valoarea ieșirii analogice pentru cod digital zero la intrare și valoarea ieșirii pentru cod digital maxim la intrare. Pentru fiecare clasă de conversie există o anumită toleranță a erorii de conversie; astfel caracteristica acestuia trebuie să se încadreze în zona delimitată de eroarea analogică (vezi figura 1.12). Se spune că eroarea de câștig „rotește caracteristica” iar eroarea de offset „translatează caracteristica față de origine”.

● **DOMENIUL MAXIM AL IEȘIRII** (Full Output Range/FR) reprezintă valoarea mărimii analogice de la ieșirea convertorului în cazul în care la intrare se aplică valoarea maximă a codului digital. Deoarece un convertor D/A este în esență un atenuator programabil, mărimea de la ieșire este o fracțiune din mărimea din intrare. Astfel în cazul unui convertor de „ n biți” valoarea maximă a ieșirii este egală cu mărimea din intrare multiplicată cu $(2^n - 1)/2^n$ (exceptând un factor de scală). Notînd mărimea din intrare cu REF , există relația:

$$FR = K \cdot REF(2^n - 1)/2^n, \text{ unde } K \text{ este factorul de scală.}$$

• **CAPĂȚ DE SCALĂ** (Full Scale/FS) reprezintă valoarea mărimii de ieșire egală cu mărimea de intrare multiplicată cu factorul de scală (această valoare nu poate fi atinsă de mărimea de ieșire). Între **DOMENIUL MAXIM AL IEȘIRII** și **CAPĂȚUL DE SCALĂ** există relația:

$$FR = FS(2^n - 1)/2^n.$$

● *BIT* este o unitate binară (0 sau 1) ce reprezintă ponderea puterii lui 2 într-un cuvânt logic. Puterea este dată de poziția bitului în cadrul cuvântului; astfel există relația:

$0 \dots 010 \dots 00 = 2^n$
 $\dots \uparrow \dots 10$

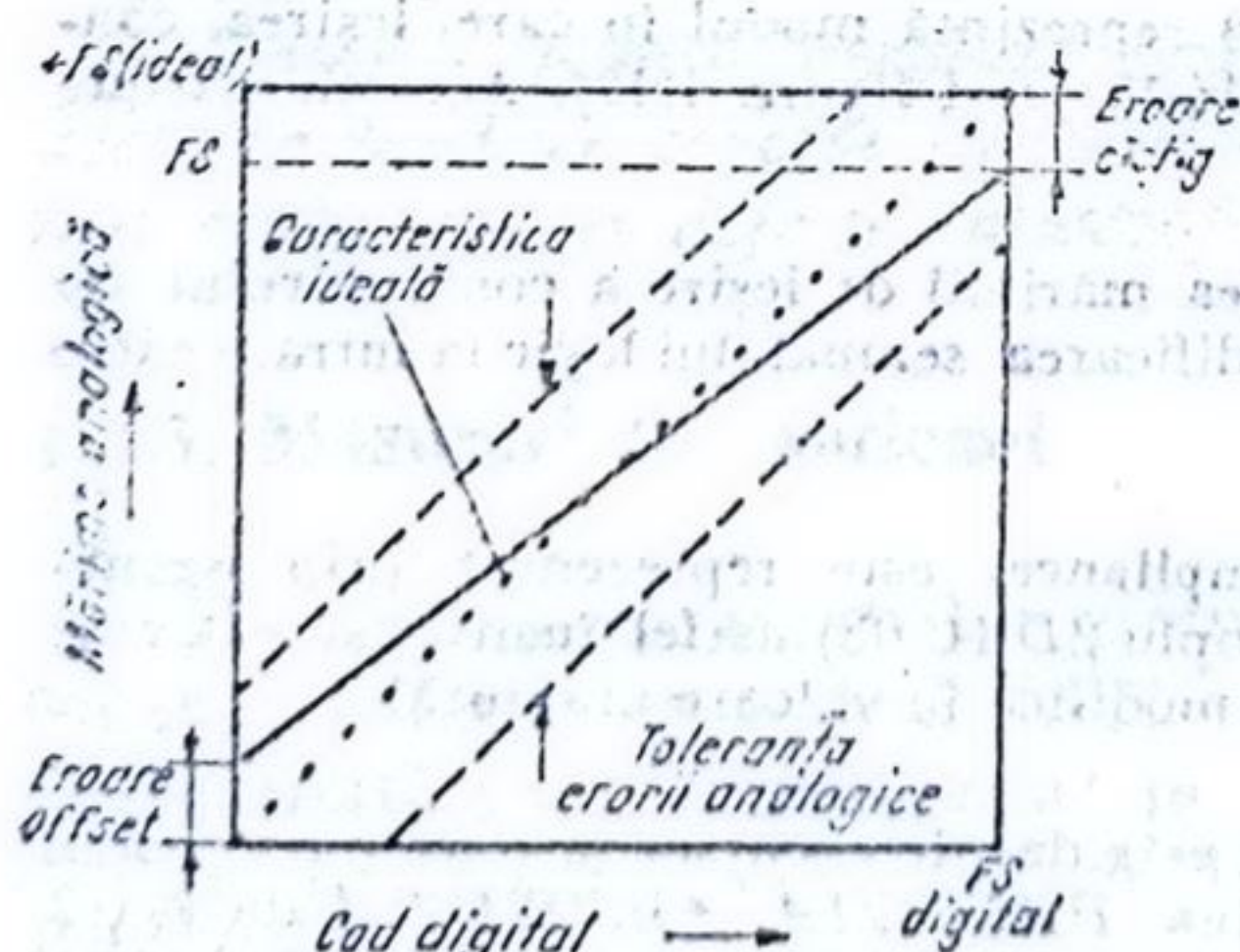


Fig. 1.12. Caracteristica de transfer a convertorului D/A .

● **CEL MAI PUȚIN SEMNIFICATIV BIT** (Least Significant Bit/LSB) reprezintă cea mai mică variație a mărimii analogice la ieșirea convertorului ce se poate obține la variația codului digital din intrare pentru stările 0/1 ale bitului pe poziția 0; legătura cu valoarea **CAPATULUI DE SCALĂ** este dată de relația:

$$LSB = FS/2^n.$$

● **CEL MAI SEMNIFICATIV BIT** (Most Significant Bit/MSB) reprezintă cea mai mare variație ce se poate obține la ieșire când variază între stările 0/1 un singur bit din codul digital al intrării; teoretic acesta are valoarea:

$$MSB = FS/2.$$

● **EROAREA DE OFFSET A ZEROULUI SCALEI** (Zero Scale/ZS) reprezintă valoarea mărimii analogice la ieșire în cazul în care codul digital din intrare corespunde unei valori la ieșire egală cu zero. Se exprimă în fracțiuni de FS , în ppm, fracțiuni de LSB sau unități de curent sau tensiune.

● **REZOLUȚIE** (Resolution/ R) reprezintă numărul de stări distincte ale mărimii la ieșirea convertorului. Pentru un convertor de n biți există relația (în cazul ideal):

$$R = 2^n.$$

Rezoluția unui convertor se poate exprima și în număr de biți; astfel în cazul unui convertor de n biți se obține (ideal), $R = n$.

● **NELINIARITATE INTEGRALĂ** (Integral Non-linearity/NL) reprezintă deviația maximă a mărimii de ieșire față de linia dreaptă trasată prin punctele extreme ale caracteristicii convertorului (vezi figura 1.12); se exprimă în procente ale valorii **CAPAT DE SCALĂ** ($\%FS$) sau fracțiuni de LSB .

● **NELINIARITATE DIFERENȚIALĂ** (Differential Non-linearity/DNL) este egală cu diferența între deviația maximă a mărimii de ieșire pentru două stări succesive în intrare și deviația ideală corespunzătoare. Această mărime se exprimă în procente ale valorii **CAPAT DE SCALĂ** sau fracțiuni de LSB . Astfel o eroare de liniaritate diferențială $\pm 1/2 LSB$ înseamnă că distanța între două valori ale ieșirii se găsește între limitele $(1 - 1/2)LSB$ și $(1 + 1/2)LSB$ pentru două stări logice succesive în intrare.

● **PRECIZIE RELATIVĂ** (Relative Accuracy) se definește prin deviația mărimii de ieșire (în procente de **CAPAT DE SCALĂ** sau fracțiuni de LSB) față de valorile corespunzătoare liniei drepte trasată între valoarea ideală a ieșirii pentru codul zero la intrare și punctul de valoare maximă a ieșirii în cazul respectiv (FR). **PRECIZIA RELATIVĂ** semnifică modul în care proporționalitatea relativă se păstrează pe întregul domeniu al mărimii de ieșire a convertorului.

● **PRECIZIE ABSOLUTĂ** (Absolute Accuracy) reprezintă modul în care ieșirea convertorului aproximează valorile de pe caracteristica ideală (vezi figura 1.12). Această mărime include toți termenii de eroare.

● **MONOTONIE** (Monotonicity) este proprietatea mărimii de ieșire a convertorului de a avea o variație pozitivă (sau cel puțin nulă) la modificarea semnalului logic la intrare între două stări succesive.

● **DOMENIU FUNCȚIONAL** (Functional Compliance) este reprezentat prin excursia în tensiune a ieșirii de curent a convertorului (exemplu β DAC 08) astfel încât să se păstreze aceeași **PRECIZIE ABSOLUTĂ** (ieșirea de curent se modifică în valoare absolută).

● **DOMENIU „ABSOLUT”** (True Compliance) este dat de excursia în tensiune a ieșirii de curent a convertorului pentru care să se mențină **PRECIZIA ABSOLUTĂ** de $\pm 1/2 LSB$; această mărime conduce la o impedanță de ieșire a convertorului de valoare foarte mare.

● **EROARE DE CÎȘTIG (Gain Error)** se reprezintă prin diferența între **DOMENIUL MAXIM AL IEȘIRII** (pentru convertorul respectiv) și **DOMENIUL MAXIM IDEAL AL IEȘIRII** (factorul de scală este unitar, $k = 1$); se exprimă în procente de **CAPĂT DE SCALĂ (% FS)** sau fracțiuni de **LSB**.

● **TIMP DE STABILIRE (Settling Time)** este intervalul de timp necesar ieșirii analogice să-și atingă valoarea staționară cu o anumită eroare atunci când intrarea logică se modifică. De obicei se specifică pentru o schimbare de la **ZEROU SCALEI** la **DOMENIUL MAXIM AL IEȘIRII** și se măsoară intervalul între momentul în care schimbarea intrării logice atinge nivelul de 50% și momentul în care ieșirea convertorului atinge valoarea staționară în banda admisă de eroare.

● **VÎRF TRANZITORIU (Glitch)** este un impuls de comutare ce apare la ieșire în timpul unei tranziții logice la intrare. Mărimea lui se exprimă în unități de tensiune sau curent și durată sau cantitate de sarcină transferată.

● **REZISTENȚA DE IEȘIRE (Output Resistance)**, este rezistența internă echivalentă la ieșire a unui convertor **D/A** de curent. Aceasta se măsoară prin variația curentului la ieșire pentru o variație a tensiunii în ieșire; în acest fel se determină direct **DOMENIUL „ABSOLUT”** al ieșirii convertorului.

● **SENSIBILITATEA FAȚĂ DE SURSA DE ALIMENTARE (Power Supply Sensitivity)** se reprezintă prin variația mărimii de ieșire a convertorului la o variație a valorii sursei de alimentare. Se exprimă în procente ale **DOMENIULUI MAXIM AL IEȘIRII** pentru un procent de variație a sursei de alimentare; sau un procent de variație a **CAPĂTULUI DE SCALĂ** pentru o variație (în volți) a sursei de alimentare. În general această mărime este dată pentru variații de curent continuu (lente), dar se poate specifica pentru un anumit domeniu de frecvență.

● **COEFICIENTUL DE VARIAȚIE CU TEMPERATURA A CAPĂTULUI DE SCALĂ (Full Scale Temperature Coefficient or Gain Drift)** se determină prin raportul între variația **DOMENIULUI MAXIM AL IEȘIRII** între 25°C și o temperatură fixată, față de variația respectivă a temperaturii; se exprimă în ppm°/C.

● **CUPLAJ INTRARE-IEȘIRE (Feed-through)** este un parametru ce definește în cazul unui convertor multiplicator, frecvențe pentru care la ieșire apare un semnal alternativ de mărime 1/2 **LSB** (vîrf la vîrf), atunci cînd la intrarea analogică există semnal alternativ iar codul logic este zero.

1.4.2. Performanțele circuitului

Mărimile ce caracterizează circuitul integrat **βDAC 08** sînt date¹ în **Tabelul 1.2**.

Valorile limită absolută trebuie respectate întocmai, deoarece depășirea acestora produce procese ireversibile în structura circuitului, determinînd în cele mai multe cazuri defecte catastrofice.

1.4.3. Măsurări la fabricant

Măsurarea parametrilor circuitului integrat **βDAC 08** se face conform **Normei Interne** în cadrul **IPRS-BANEASA**. Testarea pe plachetă și testarea finală s-au implementat pe sistemul de testare² a circuitelor integrate liniare (**STELA**), elaborat și realizat de asemenea în cadrul **IPRS-BANEASA**.

Tabelul 1.2

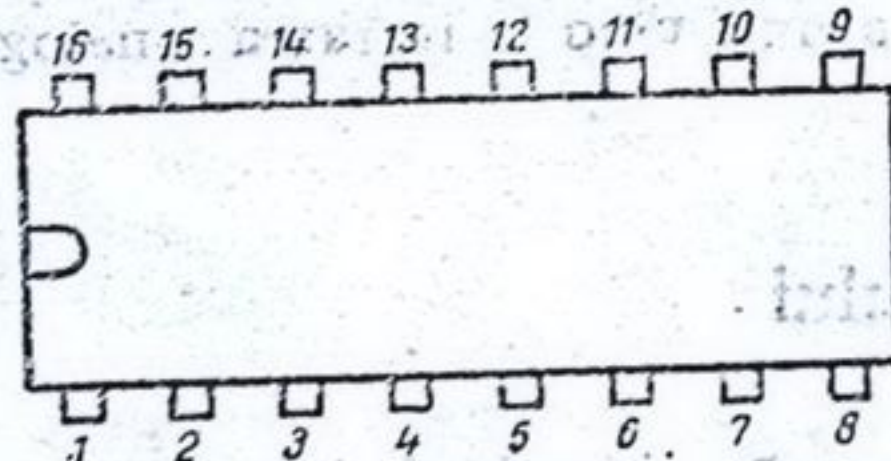
 β DAC 08M/08AM/08C/08E/08H

Convertor digital-analog de 8 biți

VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

Tensiunea de alimentare	$(V^+ - V^-)$	36 V
Tensiunea diferențială de intrare	$(V_{14} - V_{15})$	$V^- \dots V^+$
Tensiunea de mod comun în intrări	(V_{14}, V_{15})	$V^- \dots V^+$
Curentul de referință în intrare		5 mA
Tensiunile în intrările logice		$V^- \dots V^- + 36 \text{ V}$
Putere disipată		500 mW
	β DAC 08M/08AM	β DAC 08C/08E/08H
Gama temperaturii de funcționare	$-55^\circ\text{C} \dots +125^\circ\text{C}$	$0^\circ\text{C} \dots +70^\circ\text{C}$
Gama temperaturii de stocare	$-55^\circ\text{C} \dots +125^\circ\text{C}$	$-25^\circ\text{C} \dots +70^\circ\text{C}$
Temperatura joncțiunii	$+150^\circ\text{C}$	$+125^\circ\text{C}$

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR



Capsula MP 117

vedere de sus

- | | |
|---|---|
| 1. Tensiune control prag logic (V_{LC}) | 11. Intrare logică (B_7) |
| 2. Curent în ieșirea complementară (I_O) | 12. Intrare logică bitul cel mai puțin semnificativ (B_8) |
| 3. Tensiune alimentare negativă (V^-) | 13. Tensiune alimentare pozitivă (V^+) |
| 4. Curent în ieșirea directă (I_O) | 14. Intrarea neînversoare a amplificatorului referinței convertorului (V_{REF}^+) |
| 5. Intrare logică pentru bitul cel mai semnificativ (B_1) | 15. Intrarea inversoare a amplificatorului referinței convertorului (V_{REF}^-) |
| 6. Intrare logică (B_2) | 16. Terminal pentru compensare în frecvență |
| 7. Intrare logică (B_3) | |
| 8. Intrare logică (B_4) | |
| 9. Intrare logică (B_5) | |
| 10. Intrare logică (B_6) | |

Tabelul 1.2 (continuare)

DAC 08M/08AM/08C/08E/08H

CARACTERISTICI ELECTRICE (Tensiune de alimentare ± 15 V, $I_{REF} = 2$ mA
 $T_{min} < T_A = 25^\circ\text{C} < T_{max}$, dacă nu se specifică altfel, caracteristicile de ieșire se referă atât la I_O cât și la \bar{I}_O)

Parametrul	Simbol	Condiții de măsură	Min.	Tip.	Max.	Unități
Rezoluție			8	8	8	biți
Monotonie			8	8	8	biți
Neliniaritate	NL	β DAC 08AM/08H β DAC 08M/08E β DAC 08C			$\pm 0,1$ $\pm 0,19$ $0 \pm,39$	% FS % FS % FS
Timp de stabilire	T_s	Se atinge valoarea de regim permanent $\pm 1/2$ LSB		100		ns
Timp de propagare	T_p	$T_A = 25^\circ\text{C}$ pentru fiecare bit pentru toți biții comutați simultan		35 35		ns ns
Coeficientul de variație cu temperatura a curentului de ieșire la capăt de scală	TCI_{FS}			± 10		ppm/ $^\circ\text{C}$
Excursia de tensiune la ieșire	V_{OC}	$ \Delta I_{FS} < 1/2 \text{ LSB}$	-10		+18	V
Curentul de ieșire la capăt de scală	I_{FS}	$V_{REF} = 10,000$ V, $R_{REF} = 5,000$ k Ω (vezi figura 1.1) $T_A = 25^\circ\text{C}$ β DAC 08AM/08H β DAC 08M/08E β DAC 08C	1,984 1,94 1,94	1,992 1,99 1,99	2,000 2,04 2,04	mA
Simetria curenților în ieșiri la capăt de scală	I_{FSS}	$I_{FS4} - I_{FS2}$ β DAC 08AM/08H β DAC 08M/08E β DAC 08C		$\pm 0,5$ ± 1 ± 2	± 4 ± 8 ± 16	μA μA μA
Curentul de „zero” în ieșire	I_{ZS}	β DAC 08AM/08H β DAC 08M/08E β DAC 08C		0,1 0,2 0,2	1 2 4	μA μA μA
Domeniul maxim al ieșirii	I_{FSR}	$V^- = -5$ V $V^- = -7$ V ... -18 V	0 0	2,0 2,0	2,1 4,2	mA mA

Tabelul 1.2 (continuare)

10DAC 08M/08AM/08C/08E/08H

Parametrul	Simbol	Condiții de măsură	Min.	Tip.	Max.	Unități
Tensiunea pentru nivel logic 1	V_{IH}	$V_{LC} = 0 \text{ V}$	2			V
Tensiunea pentru nivel logic 0	V_{IL}	$V_{LC} = 0 \text{ V}$			0,8	V
Curenții în intrările logice pentru nivel logic 1	I_{IH}	$V_{LC} = 0 \text{ V}$ $2 \text{ V} \leq V_{IN} \leq +18 \text{ V}$		0,002	10	μA
Curenții în intrările logice pentru nivel logic 0	I_{IL}	$V_{LC} = 0 \text{ V}$, $-10 \text{ V} \leq V_{IN} \leq +0,8 \text{ V}$		-2,0	-10	μA
Domeniul de valori ale tensiunilor pe intrările logice	V_{IS}	$V^- = -15 \text{ V}$	-10		+18	V
Domeniul de valori pentru tensiunea de prag	V_{THR}		-10		+13,5	V
Curentul de polarizare în intrarea inversoare	I_{15}			-1	-3	μA
„Slew-rate” pentru curentul la ieșire	SR	Se utilizează schema pentru funcționare cu tensiune de referință în impulsuri (vezi figura 1.18)		8		$\text{mA}/\mu\text{s}$
Rejecția tensiunii de alimentare pozitivă	$PSSR_{FS+}$	$+4,5 \text{ V} \leq V^+ \leq +18 \text{ V}$		0,0001	0,0	%/%
Rejecția tensiunii de alimentare negativă	$PSSR_{FS-}$	$-18 \text{ V} \leq V^- \leq -4,5 \text{ V}$ $I_{REF} = 1 \text{ mA}$		0,001	0,01	%/%
Curentul absorbit de la sursa de alimentare pozitivă	I^+	$V_{\pm} = \pm 5 \text{ V}$, $I_{REF} = 1 \text{ mA}$ $V^+ = +5 \text{ V}$, $V^- = -15 \text{ V}$ $V^+ = \pm 15 \text{ V}$		2,3	3,8	mA
				2,4	3,8	mA
				2,5	3,8	mA
Curentul absorbit de la sursa de alimentare negativă	I^-	$V_{\pm} = \pm 5 \text{ V}$, $I_{REF} = 1 \text{ mA}$ $V^+ = +5 \text{ V}$, $V^- = -15 \text{ V}$ $V_{\pm} = \pm 15 \text{ V}$		-4,3	-5,8	mA
				-6,4	-7,8	mA
				-6,5	-7,8	mA

Tabelul 1.2 (continuare)
 β DAC 08M/08AM/08C/08E/08H

Parametrul	Sim- bol	Condiții de măsură	Min.	Tip.	Max.	Unități
Puterea disipată	P_D	$V_{\pm} = \pm 5 \text{ V},$ $I_{REF} = 1 \text{ mA}$		33	48	mW
		$V^+ = 5 \text{ V},$ $V^- = -15 \text{ V}$		108	136	mW
		$V_{\pm} = \pm 15 \text{ V}$		135	174	mW

CARACTERISTICI TERMICE

Rezistența termică joncțiune-ambient	$R_{th, j-a}$	200°C/W
--------------------------------------	---------------	---------

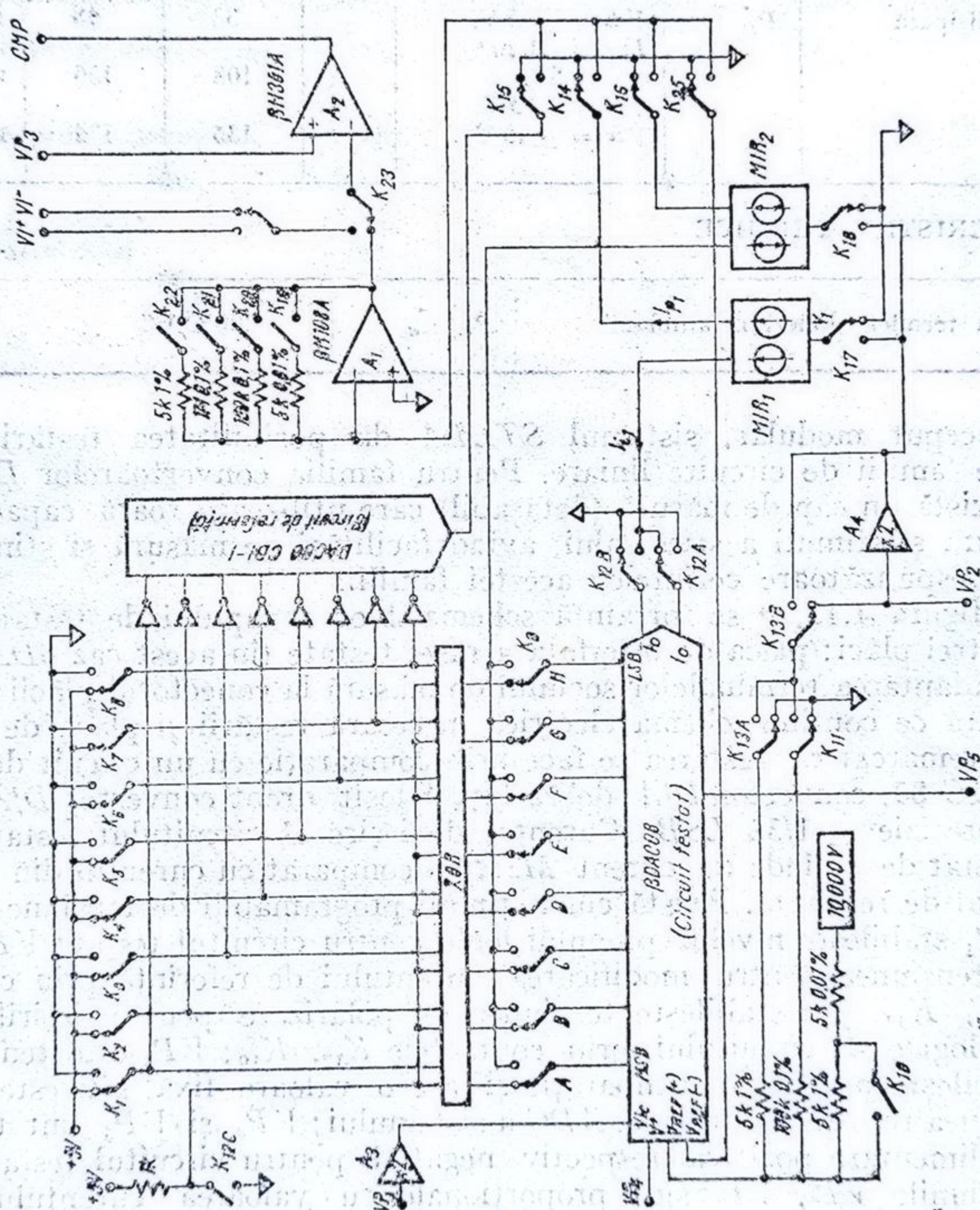
Conceput modular, sistemul STELA dă posibilitatea testării unor multiple familii de circuite liniare. Pentru familia convertoarelor D/A de 8 biți există un cap de măsură (detașabil) care utilizează toată capacitatea de măsură și stimuli a sistemului, avînd facilități de măsură și stimuli în plus, corespunzătoare cerințelor acestei familii.

În figura 1.13, *a* se prezintă schema bloc a capului de testare care conține trei plăci: placa de interfață a rasei testate (în acest caz β DAC 08) ce face adaptarea terminalelor soclului de măsură la conectorul plăcii; placa de măsură ce conține schema electrică necesară testării și placa de rele. Este de remarcat că testarea se face prin comparație cu un circuit de referință DAC 80, convertor D/A de 12 biți folosit drept convertor D/A de 8 biți și precizie $\pm 1/32 \text{ LSB}$. Curentul de ieșire al circuitului testat (I_{11}) este repetat de oglinda de curent MIR_1 și comparat cu curentul din ieșirea circuitului de referință. Există cinci stimuli programabili de tensiune continuă: VP_1 stabilește nivelul pragului logic pentru circuitul testat; VP_2 furnizează tensiunea pentru modificarea curentului de referință prin contactele K_{13A} , K_{11} , sau stabilește tensiunea de polarizare pentru ieșirile sau intrările logice ale circuitului, prin contactele K_{17} , K_{18} ; VP_3 este tensiunea care stabilește pragul de comparație și are o valoare fixă, sau este egală cu tensiunea rezultată din bucla ADC a sistemului; VP_4 și VP_5 sînt tensiunile de alimentare pozitivă respectiv negativă pentru circuitul testat.

Tensiunile VI^+ , VI^- sînt proporționale cu valoarea curentului dat de sursa pozitivă și negativă (VP_4 , VP_5).

Amplificatoarele A_3 și A_4 dublează tensiunile VP_1 , VP_2 pentru a obține tensiuni între -20 V și $+20 \text{ V}$ necesare testării.

Amplificatorul A_1 formează convertorul curent/tensiune, iar A_2 este comparatorul de măsură. Pentru măsurarea mărimilor de ieșire I_o și \bar{I}_o există contactele K_{12A} , B , σ care inversează comenzile logice prin cele 8 porți XOR și comută măsurătoarea de pe ieșirea I_o pe \bar{I}_o .

Fig. 1.13.a. Schema bloc a capului de testare pentru β DAC 08.

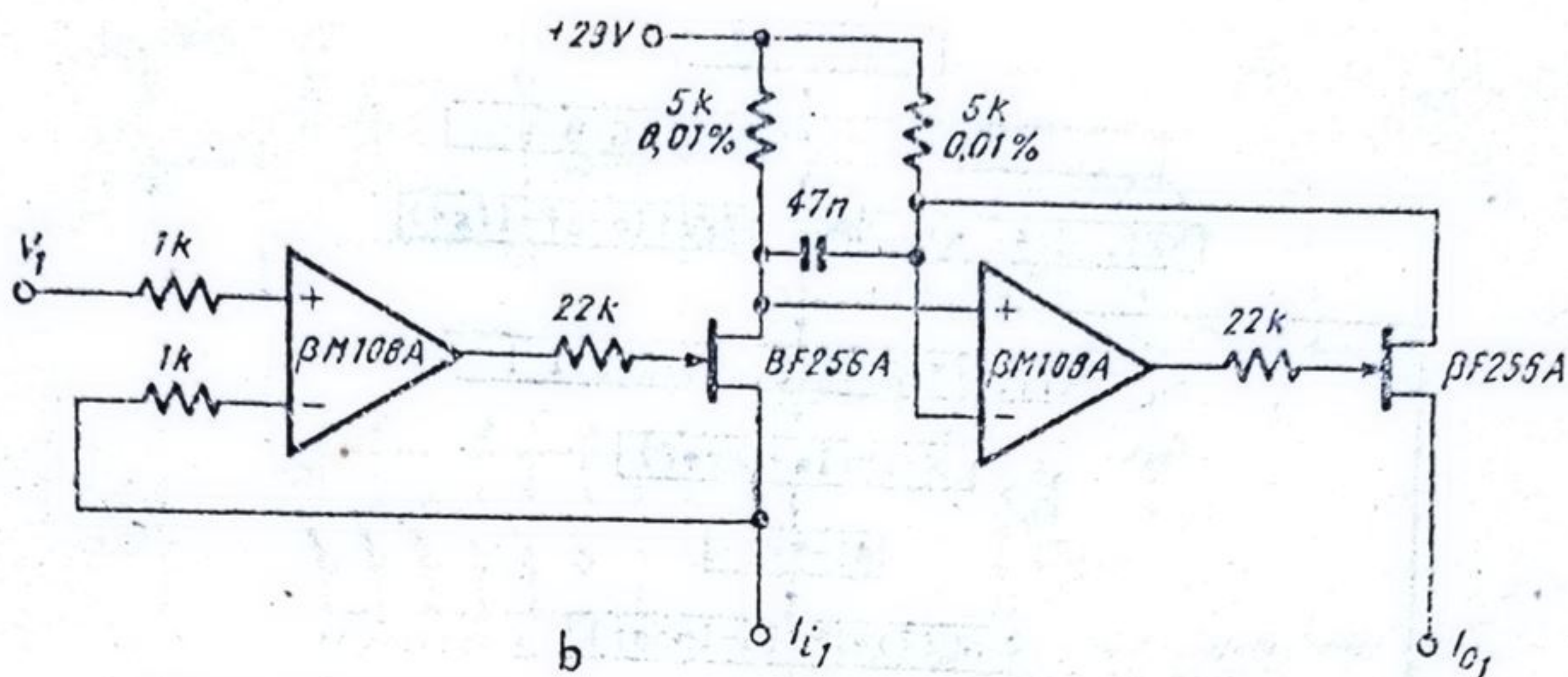


Fig. 1.13. b. Schema electrică a „oglinzii de curent” MIR 1.

Comenzile logice se stabilesc prin contactele $K_{1 \div 8}$. Contactele K_{9A-H} permit măsurarea curenților în intrările logice pentru diverse tensiuni VP_2 , cu oglinda de curent bidirecțională MIR_2 . Elementul original pentru măsurarea convertorului îl constituie oglinda de curent MIR_1 (zezi figura 1.13, b).

Astfel în terminalul de măsură (I_o sau \bar{I}_o) se fixează tensiunea V_1 și se citește curentul I_{11} , repetat în ieșirea I_{01} .

Această schemă asigură o precizie de 0,01% determinată de împerecherea rezistențelor de 5 k Ω din schemă.

Sistemul de testare (STELA) este pilotat de un calculator HP 9825. Programul de testare a fost organizat astfel încât testele să fie grupate după numărul de programări comune: astfel testele pentru măsurarea ieșirilor I_o și \bar{I}_o nu diferă decît prin comanda de comutare a contactelor $K_{12 A, B, C}$ făcînd posibilă buclarea programului și practic reducerea lui la jumătate. Configurația unui test este standard: sînt programate tensiuni (VP_1, VP_2, VP_4, VP_5) și acționate releele $K_{1 \div 24}$, apoi se citesc alte tensiuni care sînt prelucrate numeric în vederea deciziei testului.

Programul beneficiază de toate facilitățile de programare și exploatare ale calculatorului HP9825. În figura 1.14 se prezintă organigrama testului cel mai important (ca dificultăți de măsură și durată de testare), *NELINIA RITATEA CONVERTORULUI*.

Programul de testare conține 32 teste ce ocupă 5 kB de memorie. Durata unei testări complete a circuitului βDAC 08 este 3,5 s. precizia de măsurare fiind 1% pentru valorile tipice ale parametrilor măsurați.

1.4.4. Măsurări la utilizator

● Deși acest circuit integrat comportă o schemă de testare destul de complexă, există posibilitatea pentru utilizator să verifice funcționarea circuitului în schemele de aplicații cel mai des întâlnite.

Astfel în figura 1.15 se prezintă schema electrică pentru testare rapidă. Cu această schemă se poate măsura liniaritatea convertorului.

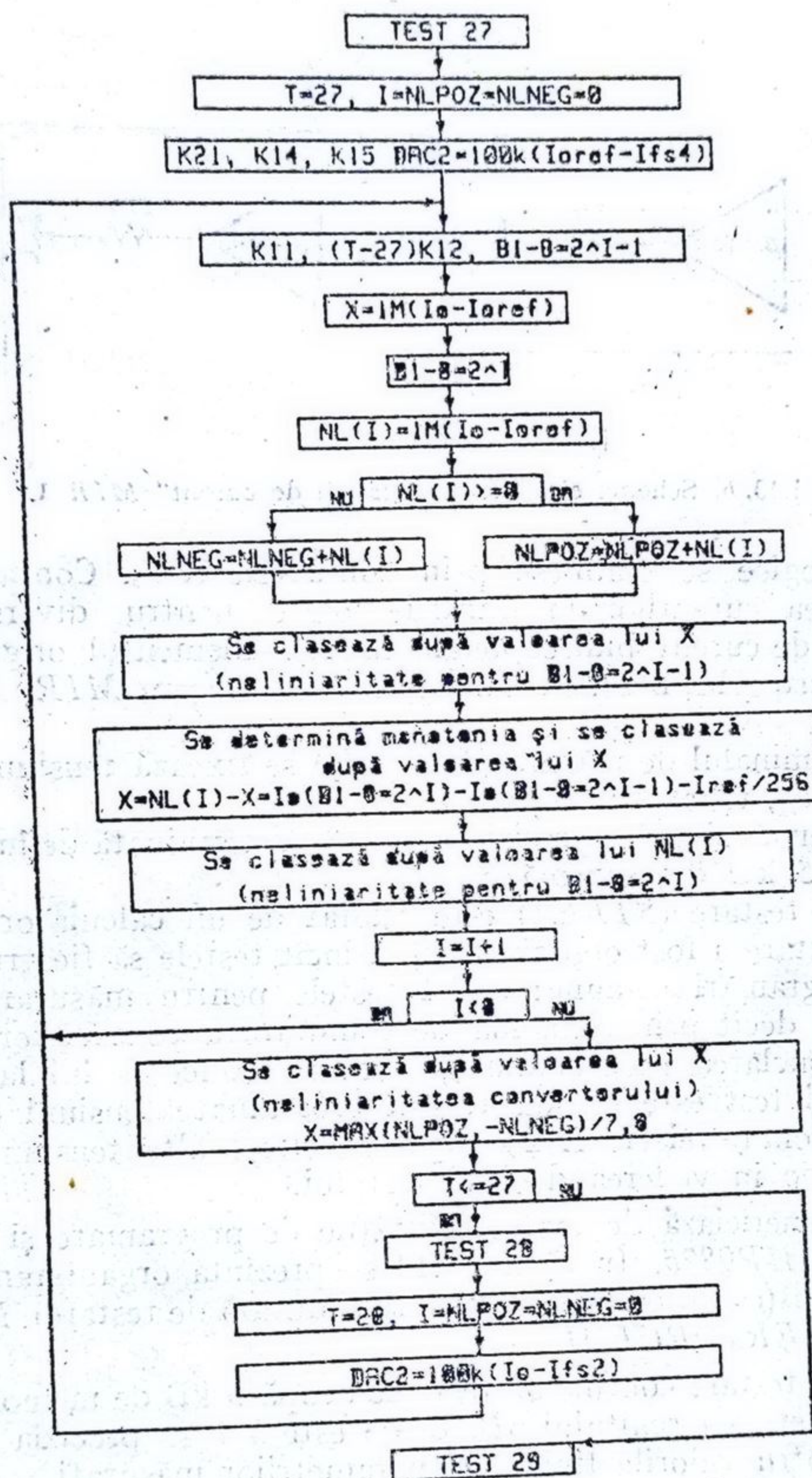


Fig. 1.14. Organigrama de program a testului NELINIA-
RITATEA CONVERTORULUI.

Tensiunea de referință V_{REF} trebuie să aibă o valoare stabilă și cunoscută (de obicei se fixează valoarea de 10,000 V), iar rezistențele R_1 și R_3 să fie stabile și foarte bine împerecheate pentru o corelație cât mai simplă între V_{REF} și tensiunea la ieșirea convertorului.

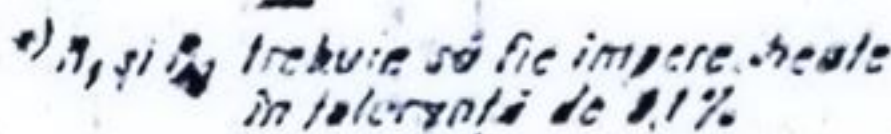


Fig. 1.15. Schema circuitului pentru testarea rapidă a convertorului.

Se poate scrie relația:

$$V_{DAC} = \frac{R_3}{R_1} V_{REF} (2^7 B_1 + 2^6 B_2 + 2^5 B_3 + 2^4 B_4 + 2^3 B_5 + 2^2 B_6 + 2^1 B_7 + 2^0 B_8) / 256$$

unde B_1, \dots, B_8 sînt variabile ce iau valoarea 0 sau 1 după cum comutatoarele K_1, \dots, K_8 sînt închise sau deschise, în cazul cînd comutatorul dublu K_9 este neacționat. În cazul în care comutatorul K_9 este acționat se măsoară ieșirea complementară de curent a convertorului iar semnificația variabilelor B_1, \dots, B_8 este complementară, ele iau valoarea 0 respectiv 1 cînd comutatoarele K_1, \dots, K_8 sînt deschise, respectiv închise. Tensiunea la ieșire, V_{DA0} , trebuie măsurată cu precizie de cel puțin 0,05%, pentru a obține rezultate corecte pentru calculul neliniarității convertorului.

- În figura 1.16 se indică o schemă de testare a *monotoniei* pentru convertorul βDAC 08.

Există două LED -uri de semnalizare: LED_2 este aprins în timpul testării iar LED_1 este aprins la prima tranziție nemonotonă întâlnită la ieșirea convertorului; când convertorul testat este nemonoton atât LED_2 cât și LED_1 sînt aprinse, iar starea logică a intrărilor convertorului împreună cu starea precedentă reprezintă stările între care apare tranziția nemonotonă. Dacă circuitul testat este monoton, numai LED_2 se aprinde în timpul testării (durează aproximativ o secundă). Întrerupătorul cu revenire K_1 este folosit pentru pornirea testării. În cazul când LED_1 este aprins, cu ajutorul lui K_1 se comandă continuarea testării (eventual pînă la următoarea stare nemonotonă). Întrerupătorul cu revenire, K_2 , este folosit pentru resetarea stării intrărilor logice ale convertorului (în cazul când nu dorim continuarea testării după apariția unei tranziții nemonotone).

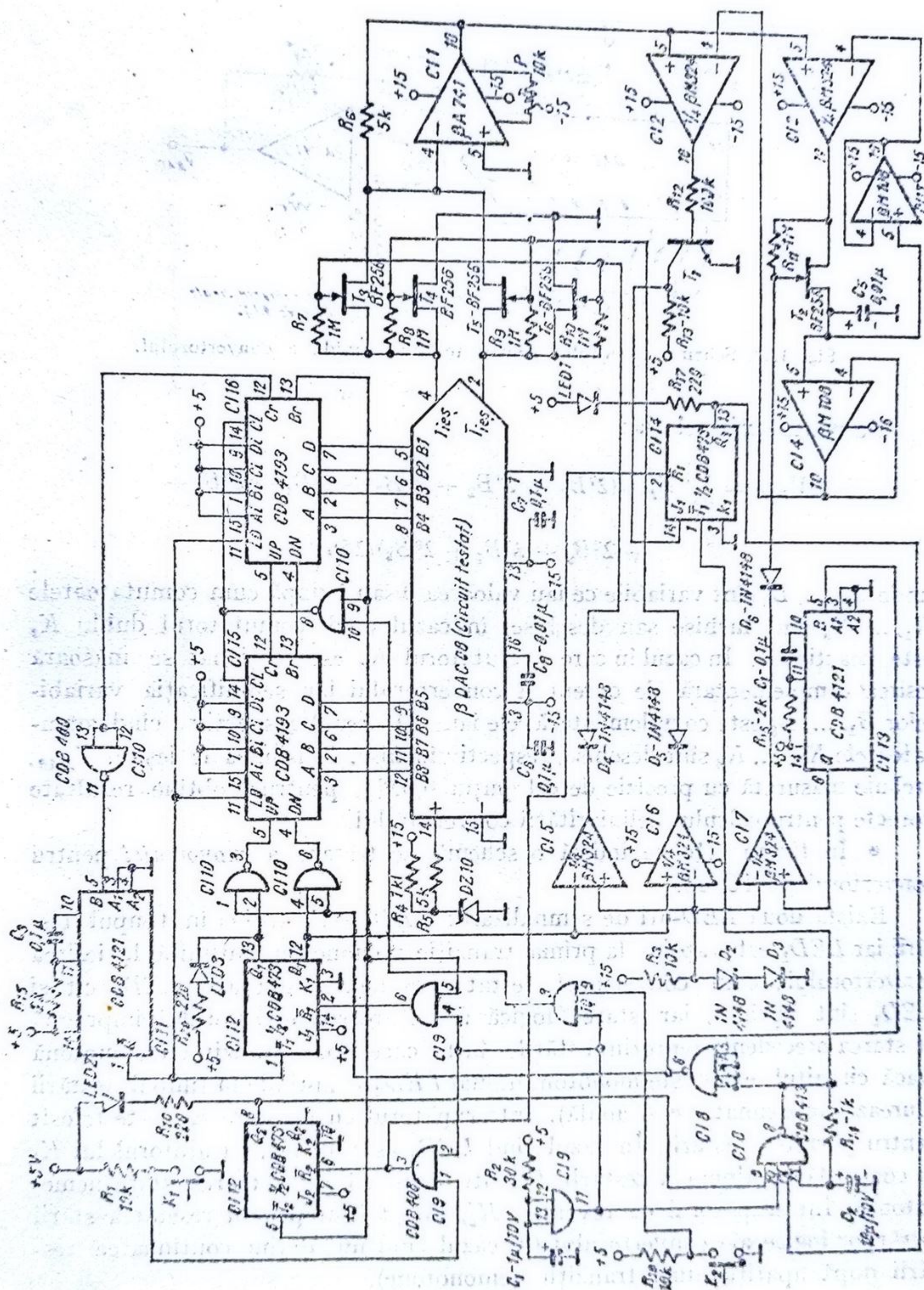


Fig. 1.16. Schema circuitului pentru testarea monotoniilor.

Schema de testare din figura 1.16 verifică monotonia pentru ambele ieșiri ale convertorului. Comutarea celor două ieșiri I_o respectiv \bar{I}_o către convertorul curent-tensiune realizat cu CI 1, se face prin comanda adecvată a tranzistoarelor T_3 , T_6 și T_4 , T_5 . Secvența logică a intrărilor convertorului este generată de două numărătoare binare reversibile (CI 15, CI 16) care vor determina o tensiune crescătoare în trepte la ieșirea convertorului D/A . Dacă LED 3 este aprins, aceasta înseamnă că se testează monotonia ieșirii I_o a convertorului și rămîne aprins dacă apare o tranziție nemonotonă în timpul testării acestei ieșiri.

Testarea monotoniei se realizează prin comparația tensiunilor corespunzătoare la două stări adiacente crescătoare, aceste tensiuni trebuie să fie de asemenea în ordine crescătoare în cazul cînd convertorul este monoton. Tensiunea corespunzătoare unei stări este eșantionată și memorată cu circuitul „Sample & Hold” realizat cu CI 3, CI 4 și CI 17; tensiunea de la ieșirea acestuia este aplicată comparatorului (CI 2) împreună cu tensiunea de la ieșirea convertorului. Comparația este validată de schema logică prin intermediul bistabilului CI 14.

Semnalul de tact pentru funcționarea schemei este generat de oscilatorul comandat realizat cu CI 8; există o resetare inițială (la pornirea alimentării schemei) a schemei de testare, determinată de grupul R_2 , C_1 . Semireglabilul P este necesar pentru ajustarea ieșirii convertorului D/A astfel încît tensiunea corespunzătoare stării inițiale (0) să fie ușor pozitivă (de aproximativ 5 mV); acest lucru se observă imediat prin oprirea testării (după startare) chiar pe starea inițială.

● Cu circuitul integrat $\beta DAC 08$ se pot obține valori foarte mici pentru timpul de stabilire (tipic 100 ns) pentru $I_{REF} = 2$ mA. Proiectarea judicioasă a schemelor și a cablajelor acestora contribuie la utilizarea convertorului în condiții pentru performanțe maxime de viteză în testare sau aplicații.

Proiectarea circuitului integrat $\beta DAC 08$ a condus la obținerea unor valori pentru timpii de stabilire pentru fiecare bit în ordine crescătoare în raport cu ponderea biților. Astfel timpul de stabilire pentru LSB (bitul cel mai puțin semnificativ) este de 45 ns, iar pentru MSB (bitul cel mai semnificativ) de 100 ns; rezultă că timpul de stabilire pentru toți biții este de 100 ns (fiind determinat de cea mai mare dintre valorile timpilor de stabilire ai fiecăruia din cei opt biți).

Capacitatea de ieșire a convertorului $\beta DAC 08$ (ținînd seama de capsulă) este de aproximativ 15 pF; de aceea constanta de timp a ieșirii devine importantă în raport cu timpul de stabilire, dacă rezistența de sarcină, $R_L > 500 \Omega$.

Timpul de stabilire și timpul de propagare sînt practic insensibili în raport cu amplitudinea și fronturile impulsurilor în intrările logice ale convertorului datorită amplificării foarte mari a etajelor de comutare din $\beta DAC 08$. Timpul de stabilire rămîne practic neschimbat pentru valori ale lui I_{REF} sub 2 mA pînă la 1 mA, după care începe să crească pentru valori sub 1 mA. Principalul avantaj în cazul cînd I_{REF} are valori ridicate constă în posibilitatea de a utiliza rezistențe de sarcină mai mici pentru un anumit nivel de tensiune la ieșire; astfel se micșorează influența constantei de timp RC de la ieșire.

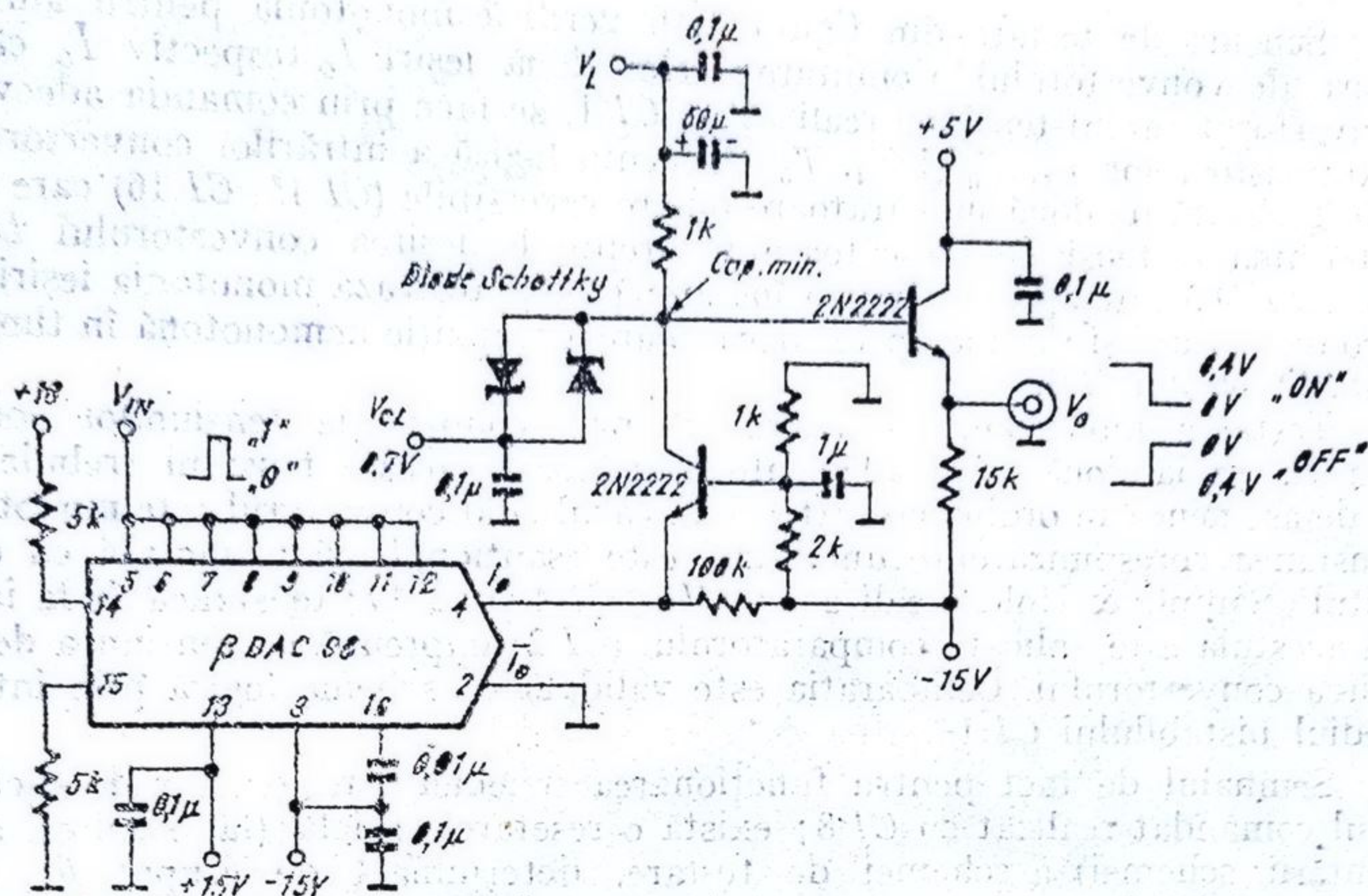


Fig. 1.17. Schema circuitului pentru măsurarea timpului de stabilire.

Măsurarea timpului de stabilire necesită facilitatea de a măsura cu precizie $\pm 4\mu A$, deci este necesară o sarcină de $1\text{ k}\Omega$ pentru a asigura un nivel de tensiune corespunzător pentru osciloscop. În figura 1.17 se prezintă schema electrică propusă pentru măsurarea timpului de stabilire. Se observă utilizarea montajului cascodă la ieșirea convertorului ceea ce permite utilizarea unor rezistențe de sarcină de $1\text{ k}\Omega$ pentru o capacitate parazită echivalentă mai mică de 5 pF .

Vîrfurile tranzitorii (glitch-uri) pentru convertorul de 8 biți sînt foarte mici și pot fi anihilate utilizînd sarcini capacitive de valoare mică astfel încît timpul de stabilire să sufere o creștere minimă.

Îmbunătățirea performanțelor de viteză ale convertorului se realizează utilizînd terminale scurte, minimizînd capacitatea la ieșire și rezistența de sarcină precum și printr-o filtrare adecvată a tensiunilor de alimentare, a terminalelor pentru referința convertorului și tensiunea de prag logic. Alimentarea circuitului nu necesită valori mari pentru capacitățile de filtraj deoarece curentul de alimentare este practic independent de stările logice pentru intrări; de aceea capacitățile de $0,1\text{ }\mu F$ sînt acoperitoare pentru a realiza o protecție totală la comutări parazite.

Utilizarea diodelor Schottky în schema din figura 1.17 asigură o minimizare a capacității parazite pentru sarcina de $1\text{ k}\Omega$ a convertorului. Valorile pentru tensiunea V_L în cazul măsurătorilor pentru timpul de stabilire ON

(tranziția $0 \rightarrow 1$ a tensiunii V_{IN}) și *OFF* (tranziția $1 \rightarrow 0$ a tensiunii V_{IN}) sînt următoarele

	ON	OFF
$V_L(V)$	2,7	0,7

● Un parametru important pentru viteza de transmisie a informației de la intrarea de referință la ieșirea convertorului (cînd comenzile logice sînt neschimbate pentru cei opt biți) este viteza maximă de variație a curentului (slew-rate — SR). Valcarea acestui parametru este practic determinată de amplificatorul referinței (vezi figura 1.1 și 1.3) de la intrarea referinței convertorului.

În figura 1.18 se prezintă o schemă electrică de măsură a Slew-Rate-ului pentru curentul de referință. Această măsurătoare se poate face pentru fiecare din ieșirile convertorului (în funcție de valoarea tensiunii V_c aplicată pe intrările logice). Pentru $V_c = 1$ se măsoară ieșirea directă de curent, iar pentru $V_c = 0$ se măsoară ieșirea complementară de curent.

Curentul de referință în impulsuri se obține cu tensiunea V_{IN} , avînd amplitudinea de 10 V și fronturi foarte bune (sub 100 ns pentru o măsurătoare corectă a Slew-Rate-ului în ieșire), se obțin impulsuri de curent avînd stările extreme determinate de valorile:

$$I_{REF \min} = \frac{V_{IN \min}}{R_{IN}} + \frac{V_{REF}}{R_{REF}} = \frac{0 \text{ V}}{5 \text{ k}\Omega} + \frac{10 \text{ V}}{100 \text{ k}\Omega} = 0,1 \text{ mA}$$

$$I_{REF \max} = \frac{V_{IN \max}}{R_{IN}} + \frac{V_{REF}}{R_{REF}} = \frac{10 \text{ V}}{5 \text{ k}\Omega} + \frac{10 \text{ V}}{100 \text{ k}\Omega} = 2,1 \text{ mA}$$

Curentul de referință variază între limitele extreme date mai sus cu fronturi determinate de tensiunea V_{IN} .

Se măsoară la ieșirea convertorului (terminalul 4 sau 2) viteza de variație a tensiunii pe rezistența de sarcină de 1 k Ω , deoarece tensiunea este proporțională cu curentul din ieșire, această valoare pentru viteza de variație a tensiunii este chiar „Slew-Rate”-ul curentului de referință în impulsuri, măsurat la ieșire.

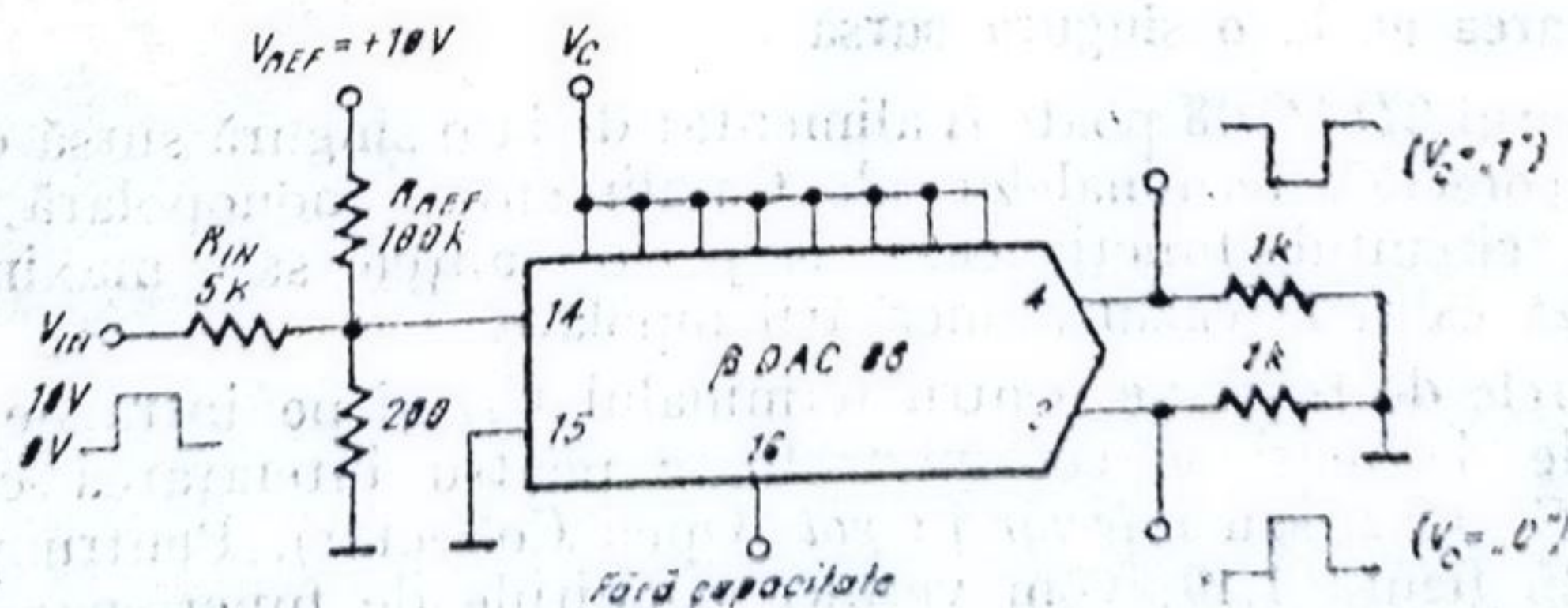


Fig. 1.18. Schema pentru măsurarea parametrului SR (Slew — Rate).

Trebuie observat că schema din figura 1.18 nu utilizează nici un condensator de compensare în terminalul 16, pentru a obține valoarea „Slew-Rate”-ului proprie circuitului.

1.5. Scheme fundamentale de utilizare

1.5.1. Alimentarea circuitului

Convertorul β DAC 08 funcționează într-un domeniu larg al tensiunilor de alimentare de la 9 V pînă la 36 V. În cazul utilizării unor surse de alimentare de ± 5 V (sau minimum $\pm 4,5$ V), se recomandă curenți de referință $I_{REF} \simeq 1$ mA. Pentru valori reduse ale curențului de referință (I_{REF}) scade consumul de putere al circuitului și crește excursia de tensiune negativă la ieșire, domeniul de mod comun pentru tensiuni negative în intrările amplificatorului referinței, domeniul tensiunilor negative în intrările logice, domeniul tensiunilor negative în terminalul control prag logic. De exemplu, cazul în care convertorul este alimentat cu tensiunea negativă de $-4,5$ V iar $I_{REF} = 2$ mA nu este recomandat deoarece excursia de tensiune negativă la ieșire va fi redusă practic la zero.

Funcționarea circuitului este posibilă dacă tensiunea totală, de alimentare (între V^+ și V^-) este de cel puțin 8 V.

Acest circuit funcționează chiar cu tensiuni de alimentare nesimetrice deoarece este insensibil la variațiile tensiunilor de alimentare. Utilizarea unei baterii pentru alimentarea circuitului este posibilă deoarece nu există nici o conexiune electrică între terminale de alimentare și punctul de masă; totuși trebuie creat un punct de masă între tensiunile V^+ și V^- astfel încît comenzile logice să aibă un domeniu de lucru corect.

Puterea consumată se poate calcula astfel:

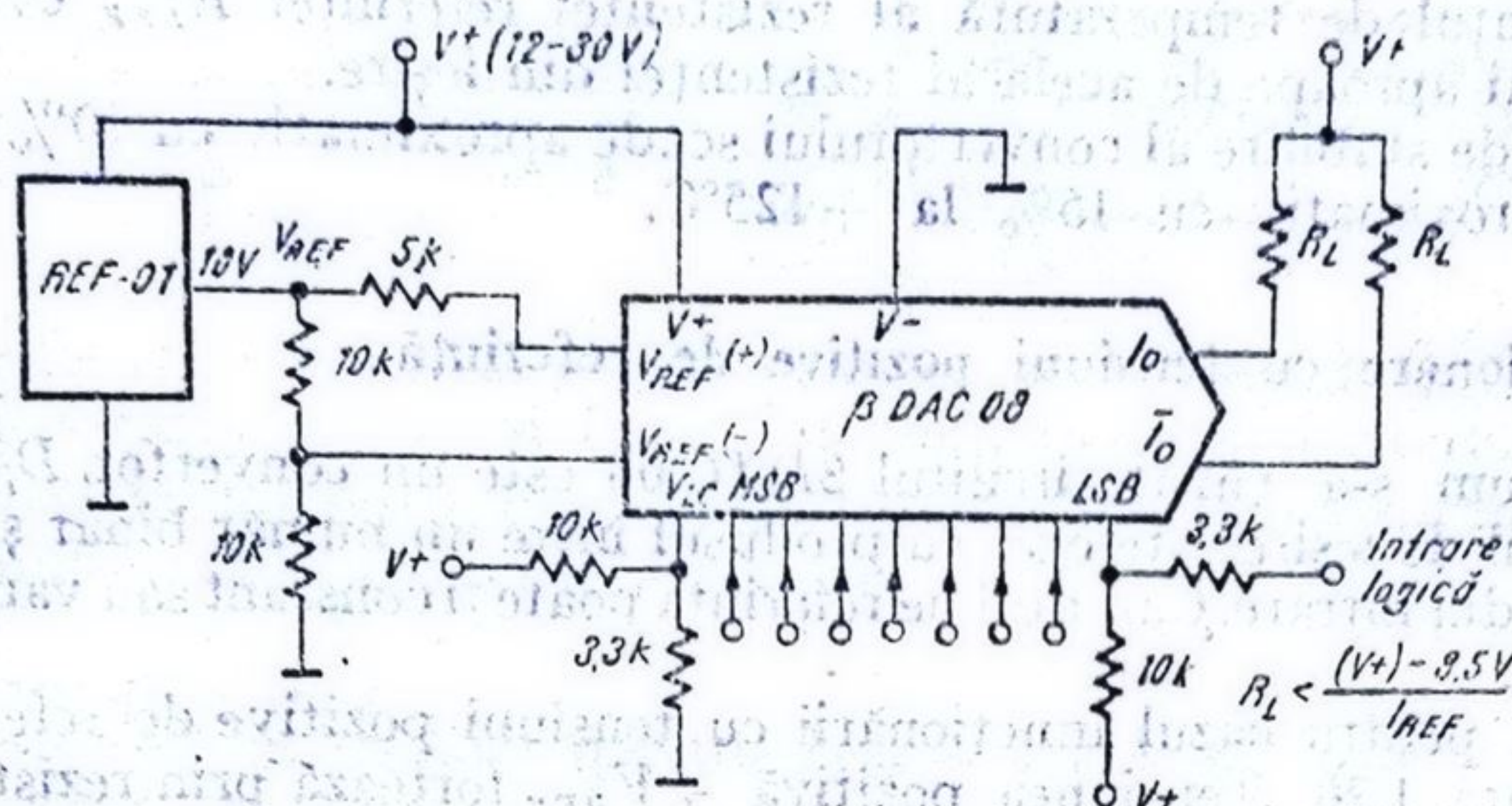
$$P_a = (I^+)(V^+) + (I^-)(V^-) + 2I_{REF}(V^-).$$

Datorită proiectării optimizate a circuitului, curențul de alimentare al acestuia este practic constant, indiferent de stările intrărilor logice. Acest lucru contribuie la dimensionarea capacităților de decuplare a tensiunilor de alimentare pentru valori reduse.

Alimentarea de la o singură sursă

Convertorul β DAC 08 poate fi alimentat de la o singură sursă dacă există o polarizare corectă a terminalelor sale. Cu alimentare monopolară, care poate fi o baterie, circuitul funcționează la performanțele sale maxime de precizie și viteză ca și în cazul alimentării bipolare.

Divizoarele de tensiune pentru terminalul V_{LC} și pe intrările logice asigură nivelele de tensiune corespunzătoare pentru interfatarea cu familiile logice CMOS, TTL sau colector în gol (Open Collector). Pentru polarizările prezentate în figura 1.19, vom verifica condițiile de funcționare corectă a convertorului β DAC 08:

Fig. 1.19. Alimentarea cu o singură sursă a convertorului β DAC 08.

● potențialul de mod comun al intrărilor amplificatorului referinței trebuie să satisfacă relațiile:

$$V_{REF(+)} = V_{REF(-)} = \frac{1}{2} V_{REF} = 5 \text{ V} < (V^+)_{\min} - 1,5 \text{ V} = 10,5 \text{ V},$$

$$V_{REF(+)} = V_{REF(-)} = 5 \text{ V} > (V^-) + 2,5 \text{ V} + 1 \text{ k}\Omega I_{REF} = 3,5 \text{ V}.$$

● potențialul intrării de control a pragului logic (V_{LC}) trebuie să verifice relațiile:

$$(V_{LC})_{\min} = \frac{3,3}{13,3} (V^+)_{\min} = 3 \text{ V} > (V^-) + 2,5 \text{ V} + 1 \text{ k}\Omega I_{REF} - 1,4 \text{ V} = 2,1 \text{ V},$$

$$(V_{LC})_{\min} = 3 \text{ V} < (V^+) - 1,5 \text{ V} - 1,4 \text{ V} = 9,1 \text{ V}.$$

● potențialul în intrările logice se obține prin superpoziția tensiunilor logice de intrare cu divizoarele $10 \text{ k}\Omega/3,3 \text{ k}\Omega$ identice cu acela de la intrarea V_{LC} .

● potențialele în ieșirile convertorului (I_O și \bar{I}_O) trebuie să verifice condiția următoare (pentru $R_L < \frac{(V^+) - 3,5 \text{ V}}{I_{REF}}$):

$$V_O, \bar{V}_O = (V^+) - R_L I_{REF} > 3,5 \text{ V} \geq (V^-) + 2,5 \text{ V} \oplus 1 \text{ k}\Omega \cdot I_{REF} = 3,5 \text{ V}.$$

1.5.2. Observații asupra comportării circuitului în temperatură

Specificațiile de neliniaritate și monotonie ale circuitului β DAC 08 sînt garantate pentru întregul domeniu al temperaturii de funcționare (vezi tabelul 1.2). Deriva termică a curentului de ieșire la capăt de scală este mică, valoare tipică de $\pm 10 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$, iar curentul „de zero” la ieșire precum și deriva sa termică sînt neglijabile în comparație cu $1/2 \text{ LSB}$.

Coeficientul de temperatură al rezistenței referinței R_{REF} este indicat să fie cât mai aproape de acela al rezistenței din ieșire.

Timpul de stabilire al convertorului scade aproximativ cu 10% la -55°C și crește aproximativ cu 15% la $+125^{\circ}\text{C}$.

1.5.3. Funcționare cu tensiuni pozitive de referință

După cum s-a văzut circuitul β DAC 08 este un convertor D/A pentru care curentul de ieșire este egal cu produsul între un număr binar și curentul de referință din intrare. Curentul de referință poate fi constant sau variabil între 0 și 4 mA.

Schema pentru cazul funcționării cu tensiuni pozitive de referință este dată în figura 1.20. Tensiunea pozitivă $+V_{REF}$ forțează prin rezistența R_{14} , un curent în terminalul $V_{REF(+)}$ (terminalul 14) al amplificatorului referinței. Rezistența R_{15} se alege egală cu R_{14} pentru compensarea curentului de intrare al amplificatorului referinței.

Curentul de ieșire la capăt de scală este o funcție liniară de curentul de referință:

$$I_{FS} = \frac{255}{256} I_{REF}.$$

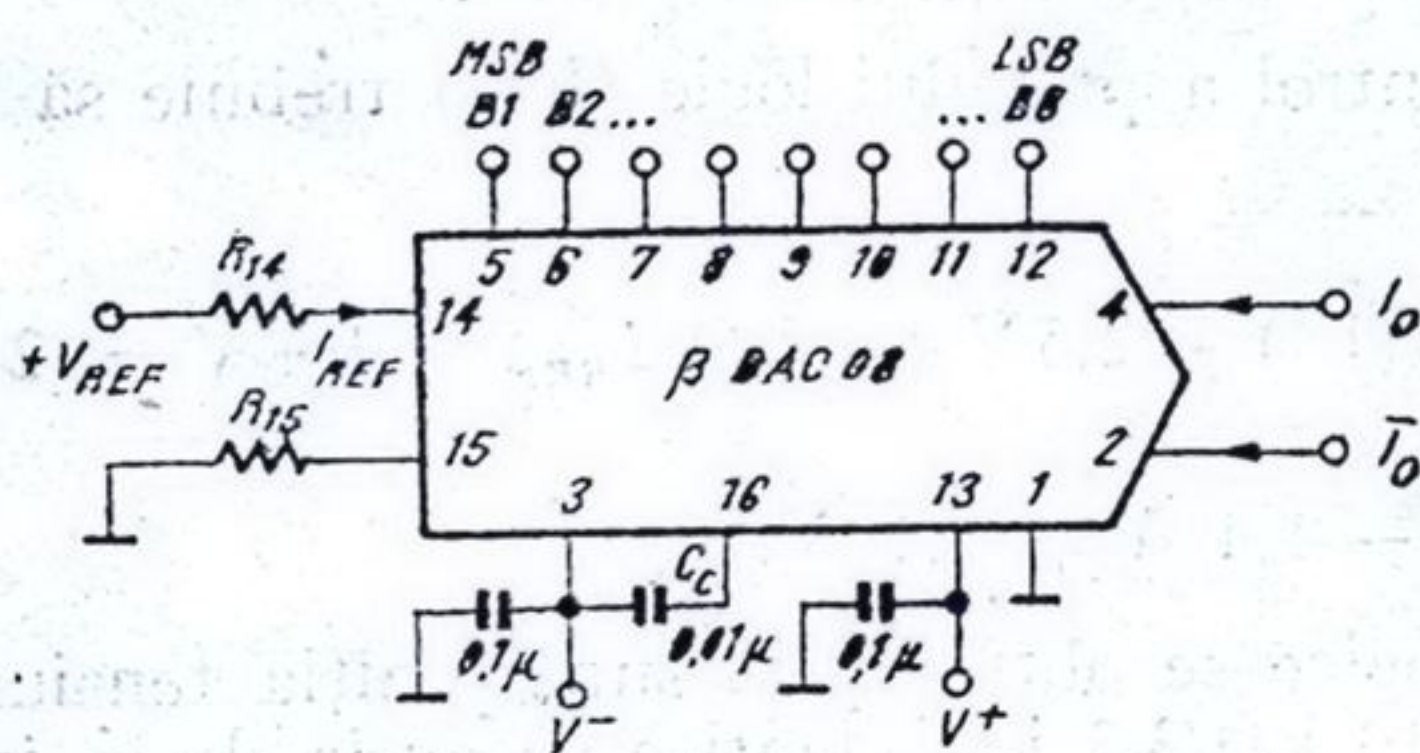


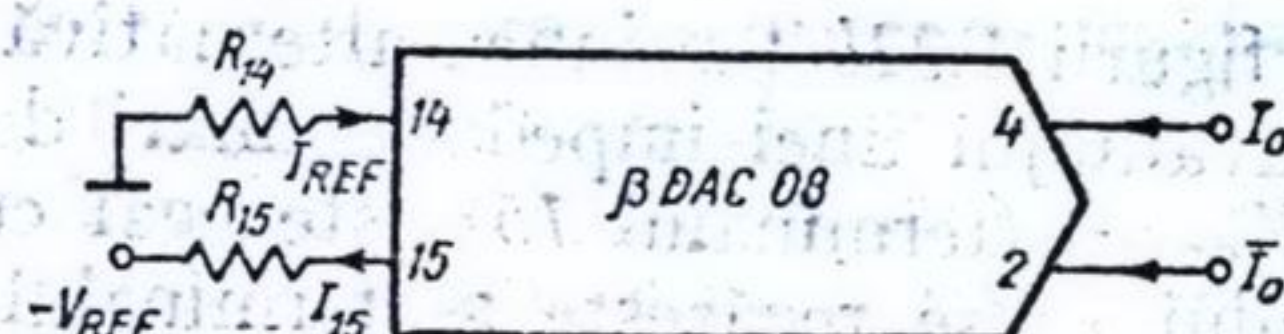
Fig. 1.20. Modul de conectare a convertorului β DAC08 pentru tensiune pozitivă de referință.

1.5.4. Funcționare cu tensiuni negative de referință

Altă variantă de polarizare a convertorului și obținere a curentului de referință se prezintă în figura 1.21. Se aplică o tensiune negativă terminalului $V_{REF(-)}$ (terminalul 15) al amplificatorului referinței; curentul de referință, I_{REF} , circulă prin rezistența R_{14} de la masă în intrarea $V_{REF(+)}$, iar din terminalul $V_{REF(-)}$ iese curentul de polarizare al intrării inversoare, I_{15} , neglijabil față de I_{REF} (valoarea tipică pentru I_{15} este $-1 \mu\text{A}$). Astfel sursa de tensiune $-V_{REF}$ primește curentul I_{15} , practic neglijabil; există deci avantajul unei impedanțe foarte mari de intrare în terminalul 15. Tensiunea în terminalul 14 este egală cu aceea din terminalul 15 datorită câștigului mare al amplificatorului intern al referinței, astfel încât

$$I_{REF} = \frac{V_{REF}}{R_{14}}.$$

Fig. 1.21. Modul de conectare a convertorului $\beta DAC 08$ pentru tensiune negativă de referință.



Rezistențele R_{14} și R_{15} se aleg egale pentru a anula efectul curenților de polarizare în intrările $V_{REF(-)}$ și $V_{REF(+)}$ ale amplificatorului referinței.

Rezistența R_{15} poate fi eliminată, conducând la o eroare mică la ieșirea convertorului, dată de relația următoare:

$$\left| \frac{256 I_{15}}{I_{REF}} \right| \approx \frac{1}{8} LSB \quad (\text{pentru } I_{REF} = 2 \text{ mA și } I_{15} = -1 \mu A)$$

1.5.5. Funcționare cu tensiune alternativă de referință

Convertorul $\beta DAC 08$ poate funcționa cu tensiuni alternative de referință dacă se introduce o componentă de curent continuu pentru intrarea de referință. Astfel în figura 1.22a se prezintă cazul când tensiunea alternativă se aplică în intrarea neînversoare prin rezistența R_{IN} .

Curentul ce intră în terminalul 14 va fi:

$$I_{14} = \frac{V_{REF}}{R_{REF}} + \frac{V_{IN}}{R_{IN}}.$$

Deoarece acest curent (I_{14}) trebuie să fie pozitiv, amplitudinea tensiunii alternative trebuie să satisfacă condiția:

$$V_{IN \max} < \frac{R_{IN}}{R_{REF}} V_{REF}$$

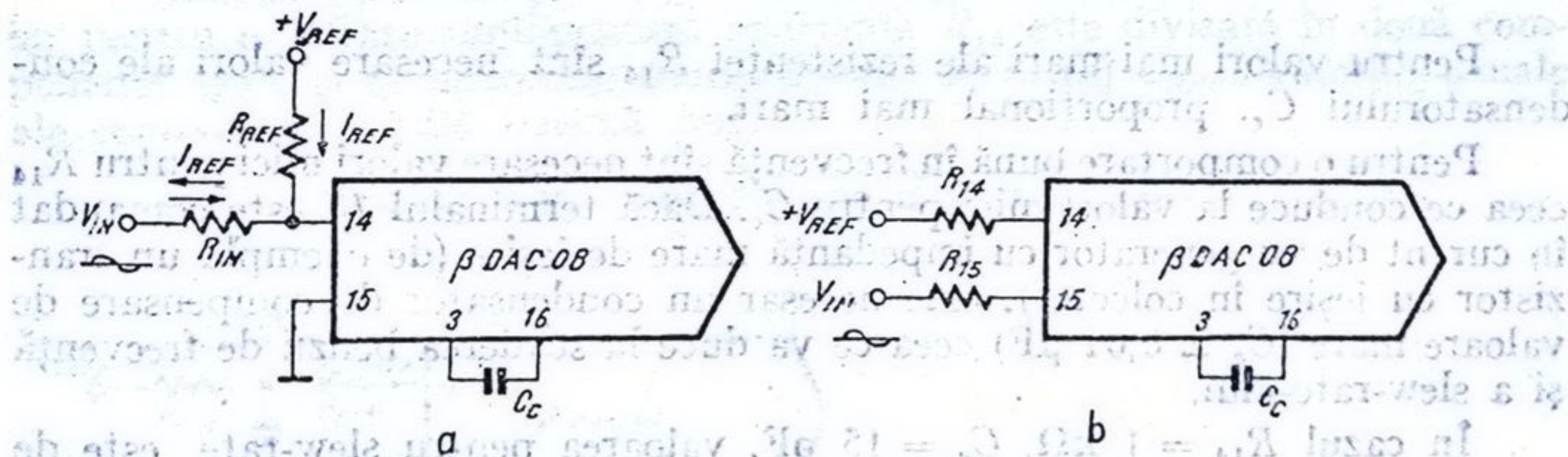


Fig. 1.22. Modul de conectare a convertorului $\beta DAC 08$ pentru tensiuni alternative de referință.

În cazul figurii 1.22b tensiunea alternativă se aplică intrării inversoare, prezentând avantajul unei impedanțe mari de intrare, încât potențialul terminalului $V_{REF(-)}$ (terminalul 15) este egal cu V_{IN} ; de asemenea potențialul terminalului 15 se regăsește în terminalul 14, datorită câștigului ridicat al amplificatorului referinței. Astfel curentul de referință, care intră în terminalul 14, are expresia:

$$I_{14} = \frac{V_{REF}}{R_{14}} - \frac{V_{IN}}{R_{14}}.$$

Deoarece curentul I_{14} trebuie să fie pozitiv, se obține pentru amplitudinea tensiunii alternative V_{IN} următoarea condiție:

$$V_{IN\max} < V_{REF}.$$

Pentru tensiunile de mod comun, negativă respectiv pozitivă, în intrările amplificatorului referinței, avem relațiile:

$$V_{CM-} = (V^-) + I_{REF} \times 1\text{ k}\Omega + 2,5\text{ V},$$

$$V_{CM+} = (V^+) - 1,5\text{ V}.$$

Deoarece în cazul aplicației din figura 1.22b tensiunea de mod comun la intrare este chiar V_{IN} , amplitudinea acesteia trebuie să satisfacă condițiile:

$$V_{IN\max} \leq |V_{CM-}|$$

$$V_{IN\max} \leq V_{CM+}$$

Utilizarea convertorului în aplicații de curent alternativ necesită compensarea amplificatorului de intrare cu un condensator C_c conectat între terminalele 16 și 3 (alimentare V^-). Valoarea acestuia este corelată cu impedanța echivalentă în terminalul 14, pentru a asigura stabilitatea în frecvență a circuitului; următoarele valori pentru C_c și R_{14} sînt tipice:

$R_{14}(\text{k}\Omega)$	1	2,5	5
$C_c(\text{pF})$	15	37	75

Pentru valori mai mari ale rezistenței R_{14} sînt necesare valori ale condensatorului C_c , proporțional mai mari.

Pentru o comportare bună în frecvență sînt necesare valori mici pentru R_{14} ceea ce conduce la valori mici pentru C_c . Dacă terminalul 14 este comandat în curent de un generator cu impedanță mare de ieșire (de exemplu un tranzistor cu ieșire în colector), este necesar un condensator de compensare de valoare mare ($C_c \approx 0,01\text{ }\mu\text{F}$) ceea ce va duce la scăderea benzii de frecvență și a slew-rate-ului.

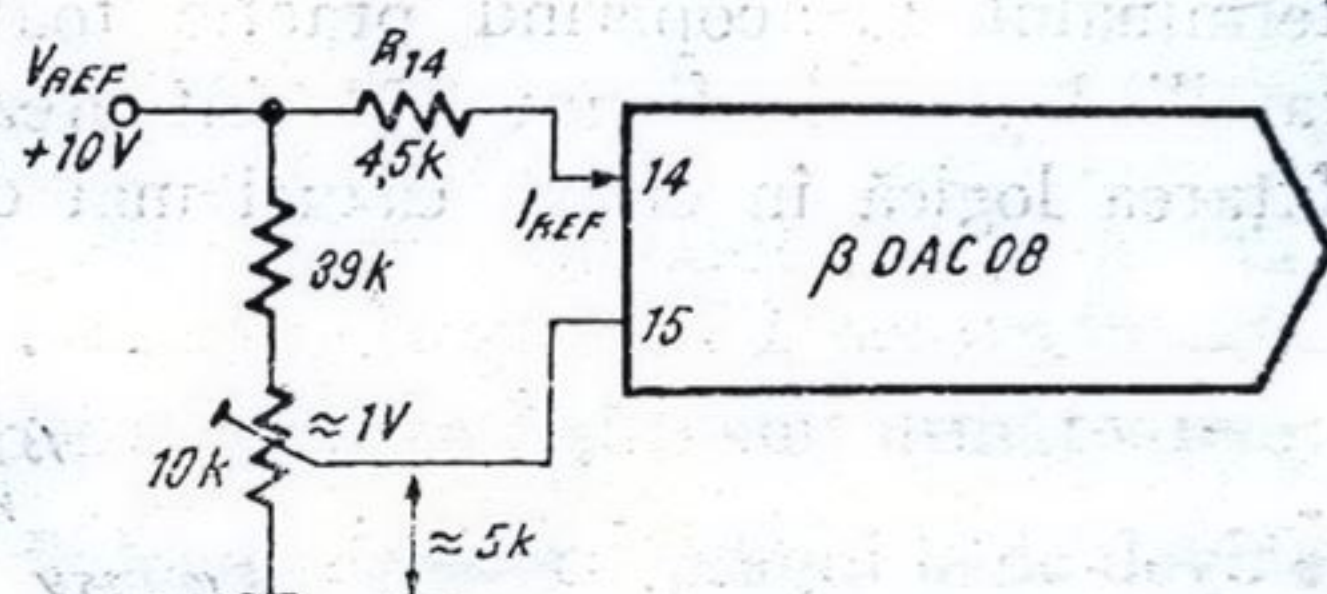
În cazul $R_{14} = 1\text{ k}\Omega$, $C_c = 15\text{ pF}$, valoarea pentru slew-rate este de $4\text{ mA}/\mu\text{s}$, ceea ce face posibilă tranziția curentului la ieșirea convertorului de la 0 la 2 mA în 500 ns.

Comportarea liniară a convertorului în ceea ce privește legătura între I_{REF} și I_{FS} se păstrează pe un domeniu larg de valori ale curentului de referință, I_{REF} , de la 4 μA până la 4 mA; proprietatea de monotonie este realizată numai în domeniul de valori 100 μA până la 4 mA. Aceste limite indicate mai sus stabilesc legătura ce trebuie îndeplinită între valoarea amplitudinii tensiunii alternative V_{IN} și a tensiunii continue V_{REF} , pentru o funcționare corectă a schemelor din figura 1.22

1.5.6. Ajustarea curentului de ieșire la capăt de scală

Pentru cele mai multe aplicații diferența foarte mică între I_{REF} și I_{FS} elimină necesitatea ajustării curentului de referință pentru a obține la ieșirea convertorului o valoare pentru curent la capăt de scală cât mai apropiată de valoarea ideală. Dacă este necesară, ajustarea se realizează simplu, modificând valoarea lui R_{14} sau folosind un potențiometrul în locul rezistenței R_{14} . O metodă îmbunătățită de ajustare este prezentată în schema din figura 1.23. În acest caz se elimină practic efectul potențiometrului de reglaj din punctul de vedere al coeficientului său termic.

Fig. 1.23. Ajustarea curentului la capăt de scală.



1.5.7. Obținerea curentului de referință

Pentru obținerea curentului de referință se recomandă schema din figura 1.24, pentru care avem relația:

$$I_{REF} = \frac{V_{REF}}{R_{14}}$$

Tensiunea de referință, V_{REF} trebuie obținută de la o sursă stabilizată iar pentru o filtrare suplimentară rezistența R_{14} este divizată în două componente egale și se introduce condensatorul de filtraj C_{REF} . Valorile uzuale ale componentelor din schemă sînt:

$$C_{REF} = 0,1 \mu F, R_{14A} = R_{14B} = 2,5 k\Omega.$$

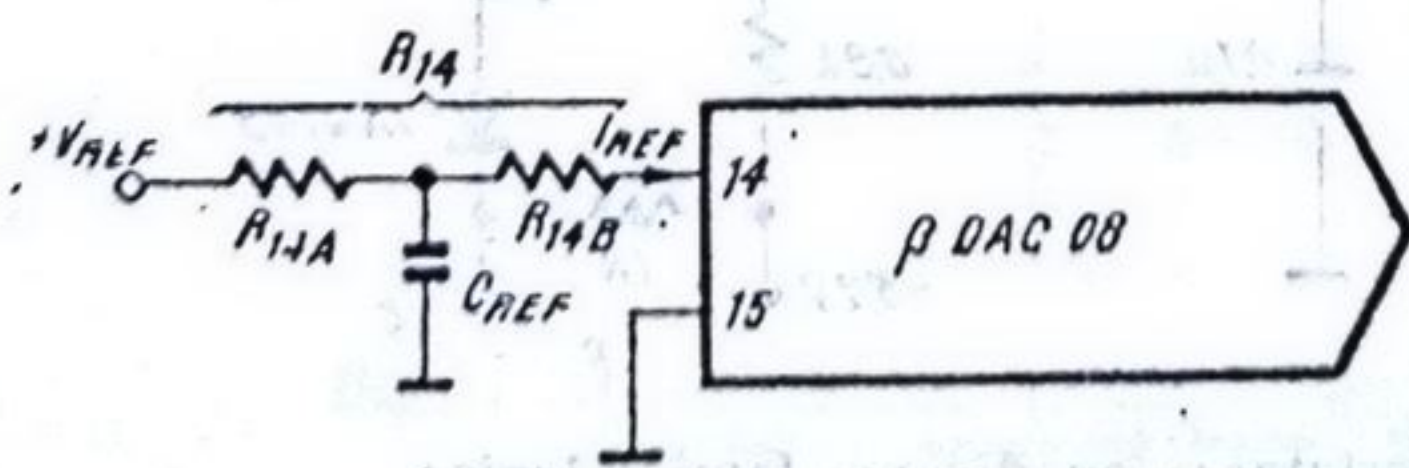


Fig. 1.24. Obținerea curentului de referință.

Domeniul de variație de curent continuu pentru I_{REF} se recomandă să fie de la 0,2 mA până la 4,0 mA.

1.5.8. Obținerea tensiunii de control a pragului logic pentru diverse familii logice

Proiectarea circuitului β DAC 08 a condus la realizarea unei scheme de interfațare logică cu toate familiile logice și care asigură imunitate mare la zgomot. Acest lucru este posibil datorită excursiei mari de tensiune în intrările logice precum și tensiunii de prag logic complet ajustabilă. Astfel pentru $V^- = -15$ V, tensiunile logice în intrări pot să varieze între -10 V și $+18$ V ceea ce face posibilă interfațarea directă cu familia logică $+15$ V CMOS, chiar dacă circuitul β DAC 08 este alimentat de la $+5$ V.

Limita negativă pentru tensiunea în intrările logice și pentru tensiunea de prag logic este $V^- + 1 \text{ k}\Omega \times I_{REF} + 2,5$ V. Tensiunea de prag logic se poate regla într-un domeniu larg cu ajutorul tensiunii de control prag logic, terminalul 1, acoperind practic toate nivelele corespunzătoare diverselor familii logice. În figura 1.25 sînt prezentate schemele electrice pentru interfațarea logică în cîteva cazuri mai des întîlnite.

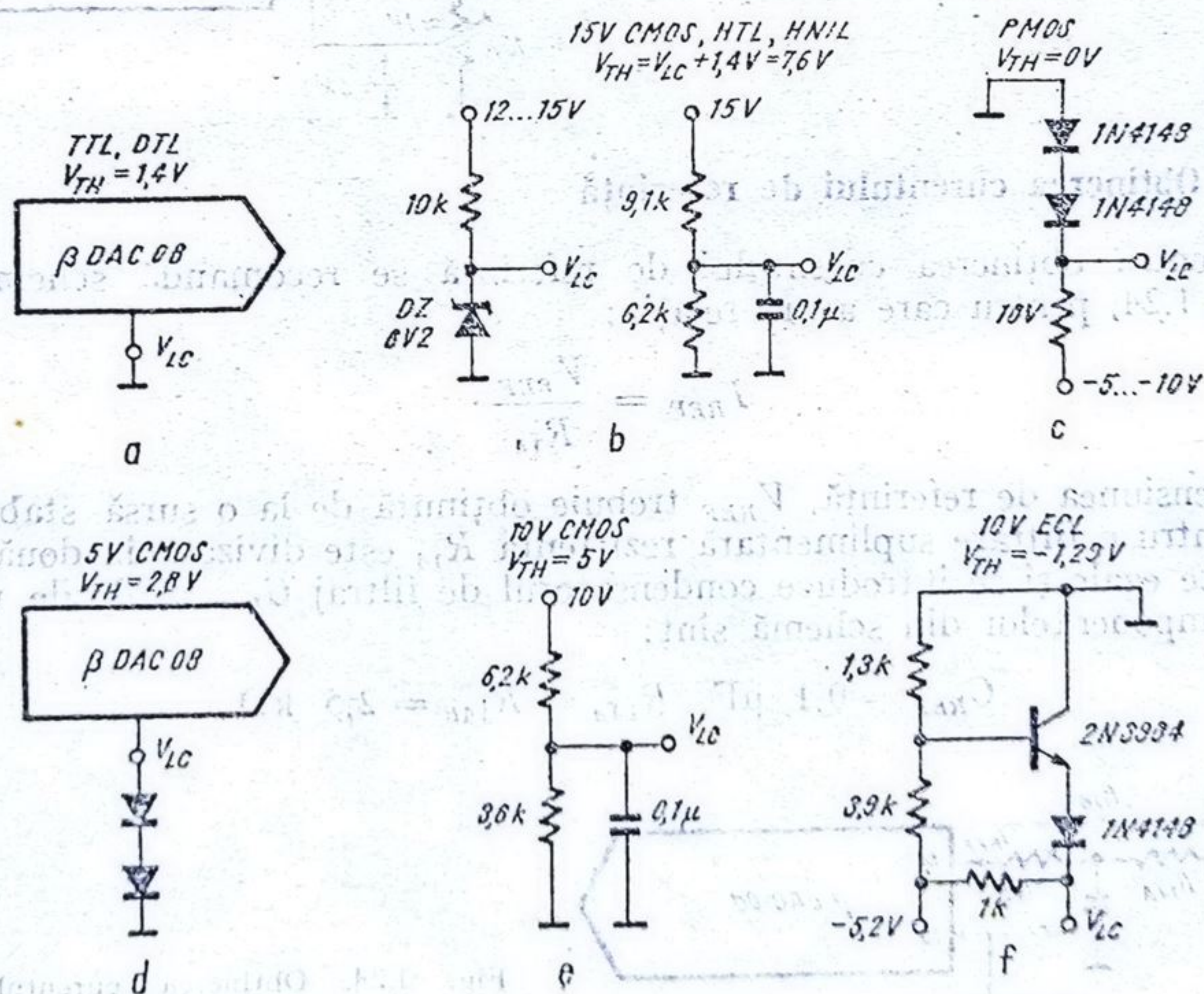


Fig. 1.25. Schema pentru interfațarea cu diverse familii logice.

Practic se poate considera că tensiunea de prag logic, V_{TH} , este mai mare cu 1,4 V decât tensiunea de control prag logic, V_{LC} .

În cazul schemei de interfațare cu logica ECL se recomandă $I_{REF} \approx 1$ mA.

Toate schemele de interfațare logică trebuie să țină seama de faptul că în terminalul 7 se generează în exterior un curent constant având o valoare de aproximativ 100 μ A.

Pentru a obține valori mici pentru timpul de stabilire trebuie ca impedanța echivalentă în terminalul 7 să fie cât mai mică, lucru de care se ține seama la dimensionarea schemelor pentru interfațare logică.

1.5.9. Inhibarea ieșirii convertorului

Deoarece convertorul β DAC 08 are pragul logic al intrărilor variabil în funcție de tensiunea de control a pragului logic, inhibarea curentului de ieșire se realizează ușor cu circuitul prezentat în figura 1.26.

În mod normal pentru nivelele logice TTL, terminalul 7 (V_{LC}) este conectat la masă; dacă acest terminal se conectează la ieșirea unui inversor cu colectorul în gol legat printr-un rezistor la sursa de +5V, toate cele opt intrări logice capătă semnificația de 0 logic. În acest caz circulă curent numai în ieșirea \bar{I}_O , iar în ieșirea I_O curentul este nul indiferent de codul logic al intrărilor. Când ieșirea inversorului care comandă terminalul 7 este în starea 0, se restabilește funcționarea normală cu nivele logice TTL pentru intrări.

Câteva caracteristici ale acestui mod de inhibare a ieșirii sînt următoarele:

- intrările logice sînt considerate 0 logic deoarece pragul logic devine 6,4 V în timpul inhibării, depășind nivelele logice TTL;
- este folosită o singură linie pentru controlul inhibării;
- oferă o modalitate simplă de utilizare în aplicațiile de multiplicare;

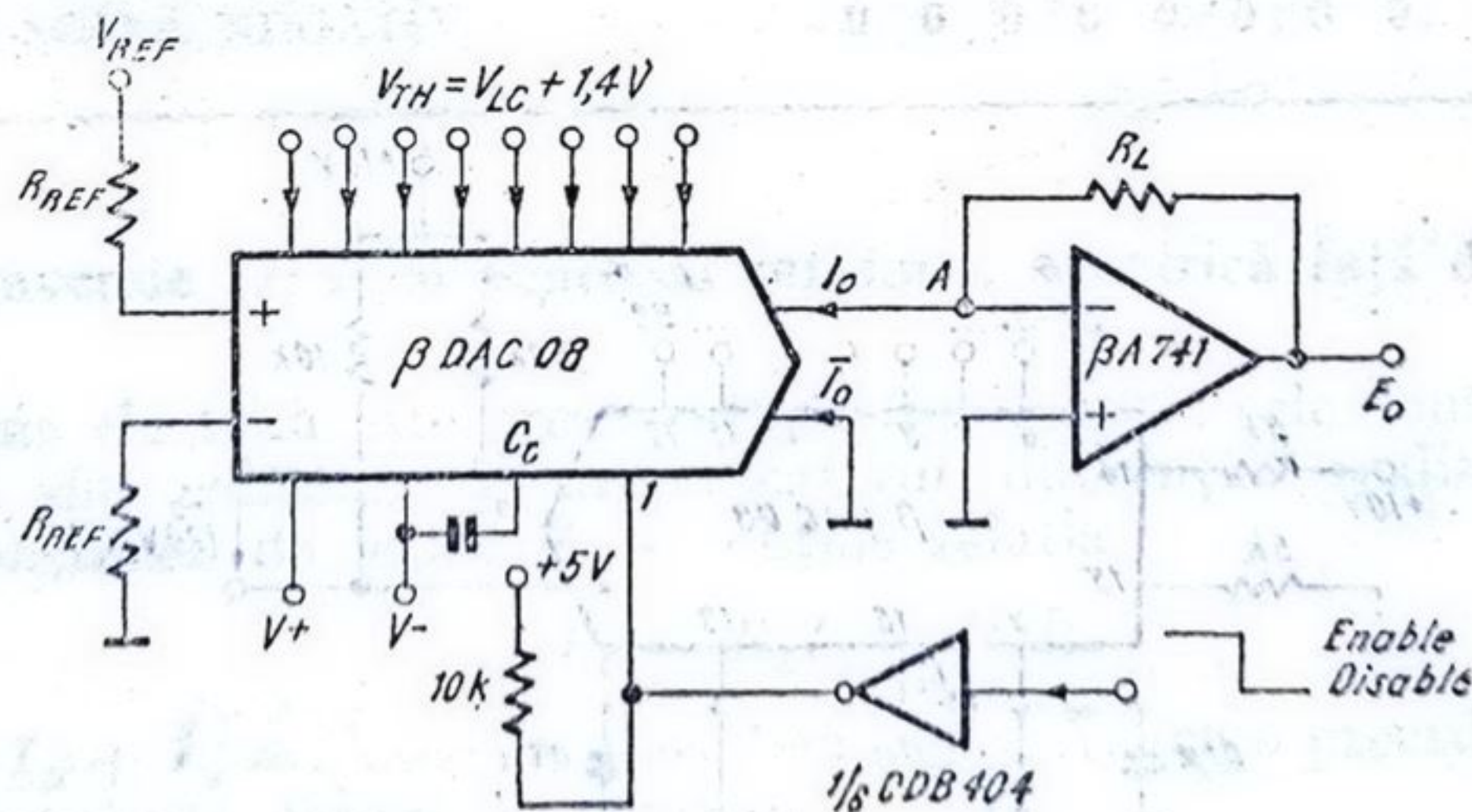


Fig. 1.26. Inhibarea convertorului β DAC 08 prin intrarea de control a pragului logic (V_{LC} — terminalul 1).

- dacă în punctul A din intrarea convertorului curent/tensiune ce furnizează tensiunea E_o , sînt conectate mai multe ieșiri ale convertoarelor β DAC 08, pentru multiplexare procedeul prezentat este foarte simplu;
- acest mod de inhibare este foarte rapid față de cazul cînd inhibarea se realizează prin anularea curentului de referință.

1.5.10. Conversie D/A cu sarcină rezistivă și ieșire diferențială

Pentru convertorul β DAC 08 există două ieșiri de curent absorbit, una directă cealaltă complementară care verifică relația $I_o + \bar{I}_o = I_{FS}$. Curentul de ieșire directă apare atunci cînd se aplică 1 logic pe intrările logice. Cînd numărul binar corespunzător celor opt intrări logice crește, curentul I_o crește proporțional (cazul unui convertor de logică pozitivă), iar curentul \bar{I}_o descrește proporțional (cazul unui convertor de logică negativă). Dacă se aplică 0 logic pe intrările logice, curentul I_o este anulat iar \bar{I}_o este egal cu I_{FS} . Cînd numărul binar pentru cele opt intrări descrește, curentul \bar{I}_o crește proporțional (cazul unui convertor de logică negativă), iar curentul I_o descrește proporțional (cazul unui convertor de logică pozitivă). Ambele ieșiri pot fi folosite simultan, dacă una din ieșiri nu este folosită, trebuie conectată la masă sau la un punct capabil să genereze curentul I_{FS} .

Ambele ieșiri au un domeniu larg în tensiune, făcînd posibilă o conversie rapidă curent-tensiune cu ajutorul unei rezistențe conectate la masă sau la o sursă de tensiune. Excursia pozitivă de tensiune în ieșiri este de 36 V peste V^- și este independentă de tensiunea pozitivă de alimentare. Excursia negativă de tensiune este $(V^-) + 1 \text{ k}\Omega \times I_{REF} + 2,5 \text{ V}$.

Schema electrică pentru ieșire diferențială pe sarcini rezistive este prezentată în figura 1.27, în această configurație se dublează tensiunea față de cazul ieșirii nediferențiale. Această variantă este utilizată în aplicații speciale cum ar fi comanda transformatoarelor, a bobinelor de deflexie ale tuburilor cinescop etc.

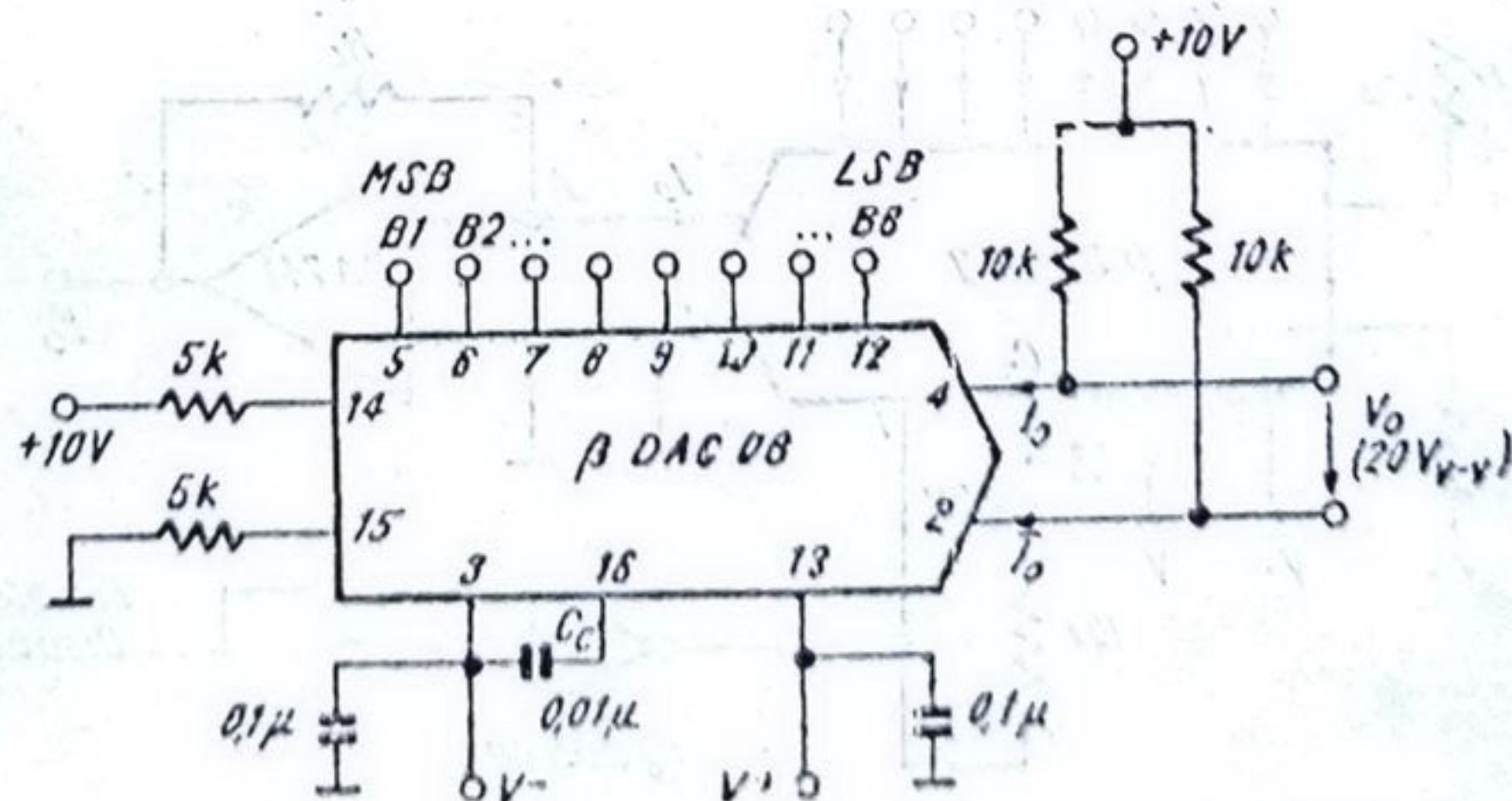


Fig. 1.27. Modul de conectare a convertorului β DAC 08 pentru ieșire diferențială.

1.5.11. Conversie D/A cu sarcină rezistivă și tensiune de ieșire bipolară

Schema electrică pentru această variantă este dată în figura 1.28. Tensiunea la ieșire, atât în cazul ieșirii directe E_o cât și cea complementară \bar{E}_o este de polaritate dublă, sarcina rezistivă fiind conectată la tensiunea de valoare precisă 10,000 V.

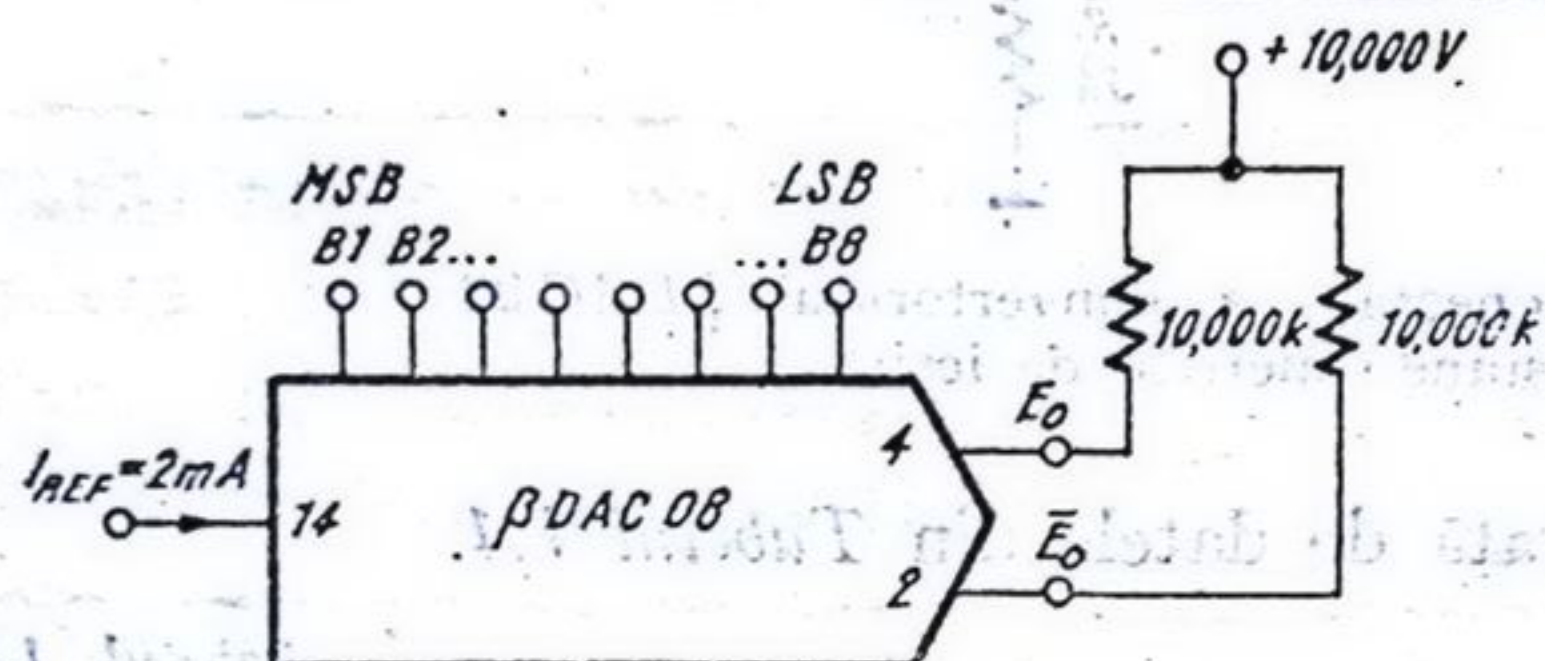


Fig. 1.28. Modul de conectare a convertorului $\beta DAC 08$ pentru tensiune bipolară de ieșire.

Funcționarea schemei este ilustrată de datele din Tabelul 1.3. Se observă că valorile capetelor de scală pozitive și negative nu sînt egale.

Tabelul 1.3

Conversie D/A cu sarcină rezistivă și tensiune de ieșire bipolară

	B_1	B_2	B_3	B_4	B_5	B_6	B_7	B_8	$E_o[V]$	$\bar{E}_o[V]$
CAPĂT DE SCALĂ POZITIV	1	1	1	1	1	1	1	1	-9,920	+10,000
CAPĂT DE SCALĂ POZITIV - LSB	1	1	1	1	1	1	1	0	-9,840	+9,920
SCALĂ ZERO + LSB	1	0	0	0	0	0	0	1	-0,080	+0,160
SCALĂ ZERO	1	0	0	0	0	0	0	0	0,000	+0,080
SCALĂ ZERO - LSB	0	1	1	1	1	1	1	1	+0,080	0,000
CAPĂT DE SCALĂ NEGATIV + LSB	0	0	0	0	0	0	0	1	+9,920	-9,840
CAPĂT DE SCALĂ NEGATIV	0	0	0	0	0	0	0	0	+10,000	-9,920

1.5.12. Conversie D/A cu ieșire în tensiune, simetrică față de zero

Schema electrică este prezentată în figura 1.29; cele două ieșiri ale convertorului sînt conectate la amplificatorul diferențial realizat cu $\beta A 741$. Pentru tensiunea de ieșire E_o se obține relația:

$$E_o = R_L I_o - \bar{R}_L \bar{I}_o$$

Deoarece $I_o + \bar{I}_o = I_{FS}$ și se consideră $R_L = \bar{R}_L$ (cu o precizie de $\pm 0,05\%$) relația precedentă pentru E_o devine:

$$E_o = R_L (2I_o - I_{FS})$$

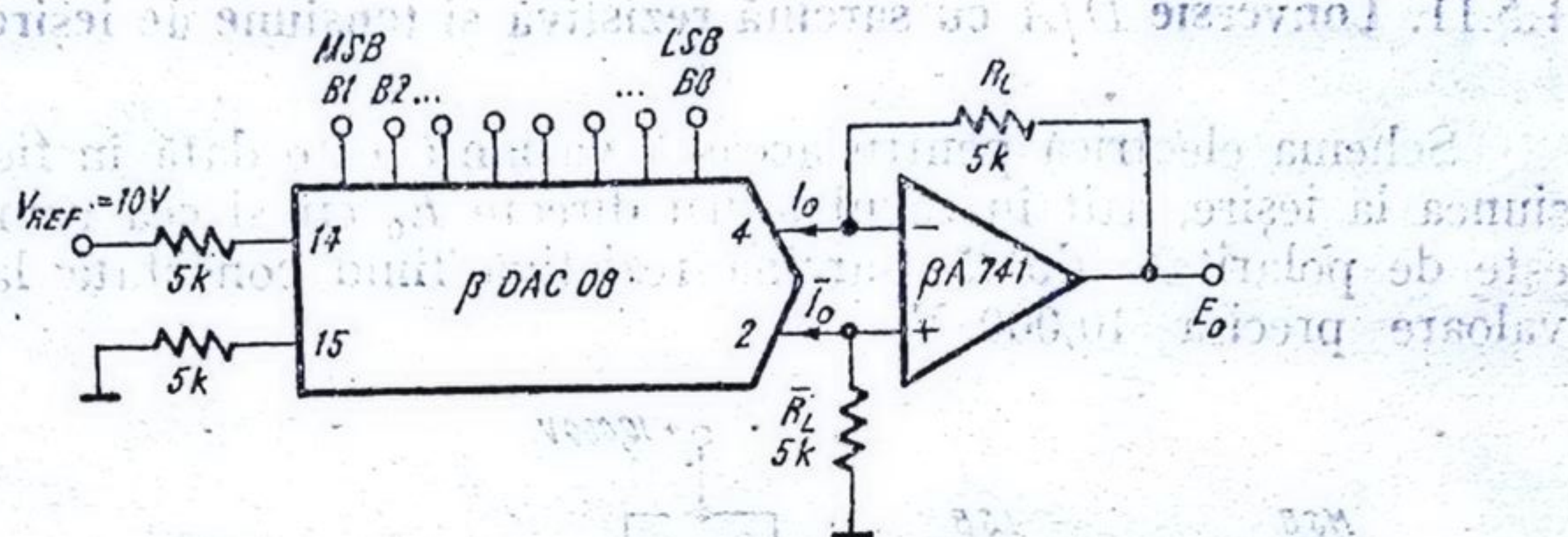


Fig. 1.29. Modul de conectare a convertorului β DAC 08 pentru tensiune simetrică de ieșire.

Funcționarea schemei este ilustrată de datele din Tabelul 1.4.

Tabelul 1.4

Conversie D/A cu ieșire în tensiune, simetrică față de zero

	B_1	B_2	B_3	B_4	B_5	B_6	B_7	B_8	$E_O[V]$
CAPĂT DE SCALĂ POZITIV	1	1	1	1	1	1	1	1	+9,920
CAPĂT DE SCALĂ POZITIV-LSB	1	1	1	1	1	1	1	0	+9,840
SCALĂ ZERO POZITIVĂ	1	0	0	0	0	0	0	0	+0,040
SCALĂ ZERO NEGATIVĂ	0	1	1	1	1	1	1	1	-0,040
CAPĂT DE SCALĂ NEGATIV + LSB	0	0	0	0	0	0	0	1	-9,840
CAPĂT DE SCALĂ NEGATIV	0	0	0	0	0	0	0	0	-9,920

1.5.13. Conversie D/A cu tensiunea de ieșire decalată

Schema electrică este prezentată în figura 1.30. Tensiunea la ieșire se poate exprima prin relația:

$$E_O = (5 \text{ k}\Omega) I_O - 10 \text{ V} \frac{5 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} = (5 \text{ k}\Omega) I_O - 5 \text{ V}$$

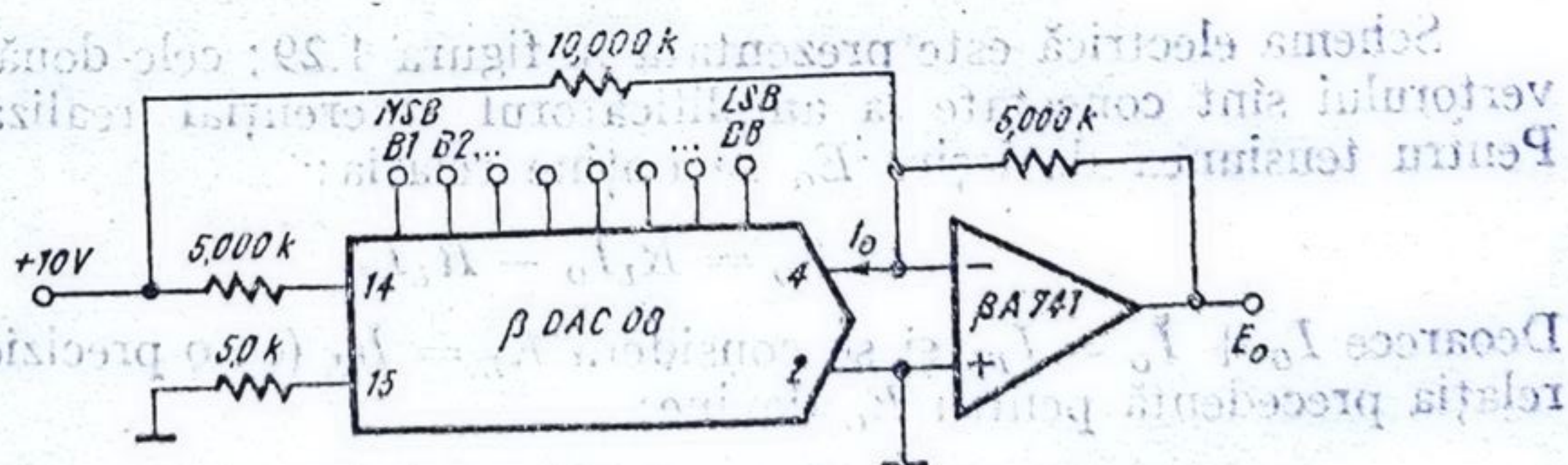


Fig. 1.30. Schema electrică pentru tensiune decalată la ieșire.

Relația precedentă pune în evidență decalajul de tensiune la ieșire ($-5V$). Funcționarea schemei este ilustrată de datele din Tabelul 1.5.

Tabelul 1.5
Conversie D/A cu tensiunea de ieșire decalată

	B_1	B_2	B_3	B_4	B_5	B_6	B_7	B_8	$E_o[V]$
CAPĂT DE SCALĂ POZITIV	1	1	1	1	1	1	1	1	+4,960
SCALĂ ZERO	1	0	0	0	0	0	0	0	0,000
CAPĂT DE SCALĂ NEGATIV + LSB	0	0	0	0	0	0	0	1	-4,960
CAPĂT DE SCALĂ NEGATIV	0	0	0	0	0	0	0	0	-5,000

1.5.14. Conversie D/A cu ieșire în tensiune negativă

● Sarcina rezistivă

Schema electrică pentru această utilizare este dată în figura 1.31. Tensiunea la ieșire, atât pentru ieșirea directă E_o cât și cea complementară \bar{E}_o , este negativă, sarcina rezistivă fiind conectată la masă.

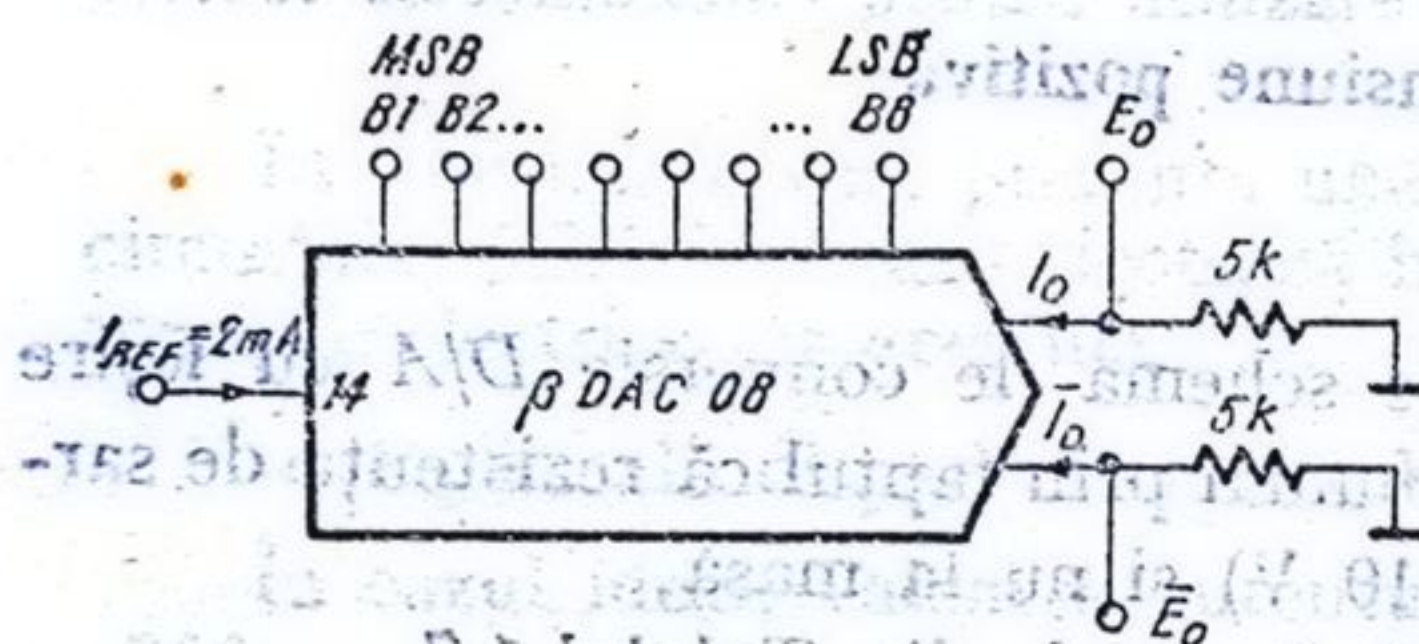


Fig. 1.31. Modul de conectare pentru tensiune monopolară de ieșire.

Funcționarea schemei este ilustrată de datele din Tabelul 1.6.

Tabelul 1.6
Conversie D/A cu ieșire în tensiune negativă

	B_1	B_2	B_3	B_4	B_5	B_6	B_7	B_8	$I_o[mA]$	$\bar{I}_o[mA]$	$E_o[V]$	$\bar{E}_o[V]$
CAPĂT DE SCALĂ 0	1	1	1	1	1	1	1	1	1,992	0,000	-9,960	-0,000
CAPĂT DE SCALĂ - LSB	0	1	1	1	1	1	1	0	1,984	0,008	-9,920	-0,040
1/2 CAPĂT DE SCALĂ + LSB	1	0	0	0	0	0	0	1	1,008	0,984	-5,040	-4,920
1/2 CAPĂT DE SCALĂ	0	1	0	0	0	0	0	0	1,000	0,992	-5,000	-4,960
1/2 CAPĂT DE SCALĂ - LSB	1	0	1	1	1	1	1	0	0,992	1,000	-4,960	-5,000
SCALĂ ZERO + LSB	0	0	0	0	0	0	0	1	0,008	1,984	-0,040	-9,920
SCALĂ ZERO	0	0	0	0	0	0	0	0	0,000	1,992	-0,000	-9,960

● Cu repetor la ieșire

Schema electrică este prezentată în figura 1.32. Pentru tensiunea la ieșire, E_o , se poate scrie relația:

$$E_o = -R_L I_o$$

Tensiunea E_o ia valori negative cuprinse între 0 și $-I_{FS}R_L$.

Față de schema din figura 1.31 în care potențialul terminalului 4 era practic zero, în acest caz este egal chiar cu E_o . Acest lucru limitează valorile lui E_o ce trebuie să se afle în domeniul maxim al ieșirii pentru a asigura funcționarea corectă a circuitului β DAC 08.

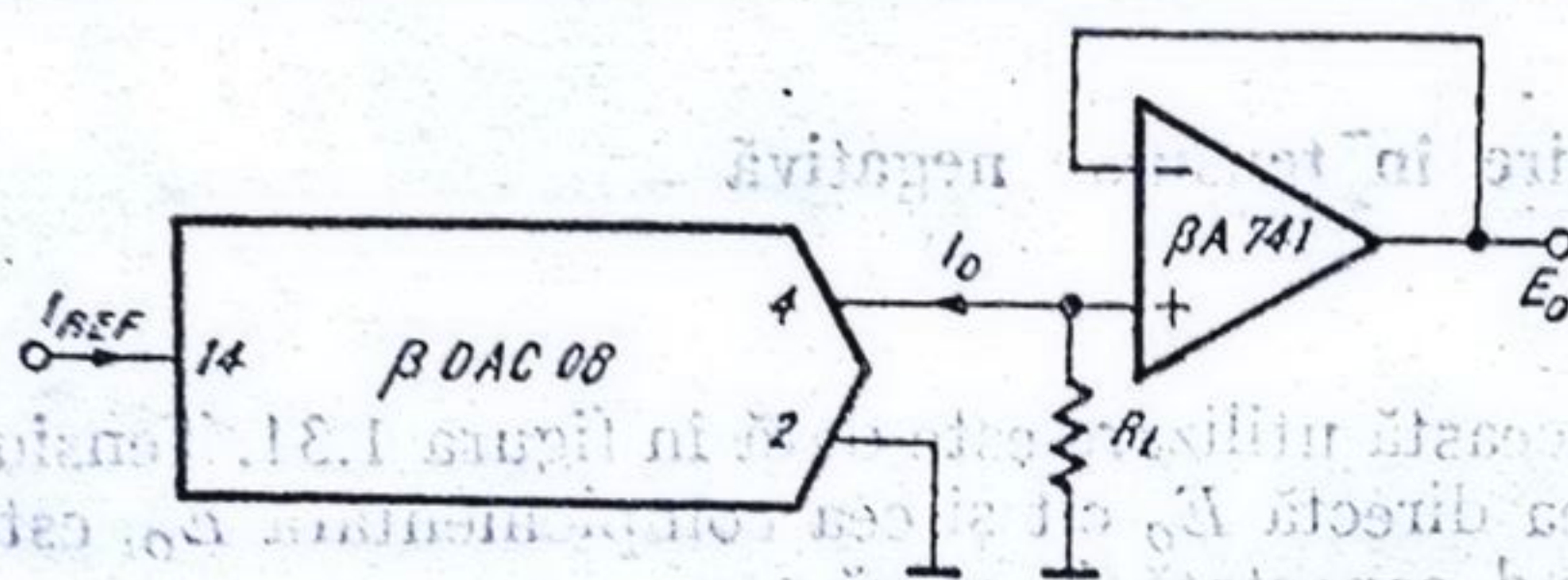


Fig. 1.32. Schema electrică pentru ieșire în tensiune negativă.

1.5.15. Conversie D/A cu ieșire în tensiune pozitivă

● Sarcina rezistivă

Schema acestei aplicații diferă de schema de conversie D/A cu ieșire în tensiune negativă (vezi figura 1.31) numai prin faptul că rezistența de sarcină trebuie legată acum la V_{REF} (+ 10 V) și nu la masă.

Funcționarea schemei este ilustrată de datele din Tabelul 1.7.

Tabelul 1.7

Conversie D/A cu ieșire în tensiune pozitivă

	B_1	B_2	B_3	B_4	B_5	B_6	B_7	B_8	I_o [mA]	I_o [mA]	E_o [V]	E_o [V]
CAPĂT DE SCALĂ 0	1	1	1	1	1	1	1	1	1,992	0,000	0,040	10,000
CAPĂT DE SCALĂ -LSB	0	1	1	1	1	1	1	0	1,984	0,008	0,080	9,960
1/2 CAPĂT DE SCALĂ +LSB	1	0	0	0	0	0	0	1	1,008	0,984	4,960	5,080
1/2 CAPĂT DE SCALĂ	0	1	0	0	0	0	0	0	1,000	0,992	5,000	5,040
1/2 CAPĂT DE SCALĂ -LSB	0	1	1	1	1	1	1	1	0,992	1,000	5,040	5,000
SCALĂ ZERO +LSB	1	0	0	0	0	0	0	1	0,008	1,984	9,960	0,080
SCALĂ ZERO	0	0	0	0	0	0	0	0	0,000	1,992	10,000	0,040

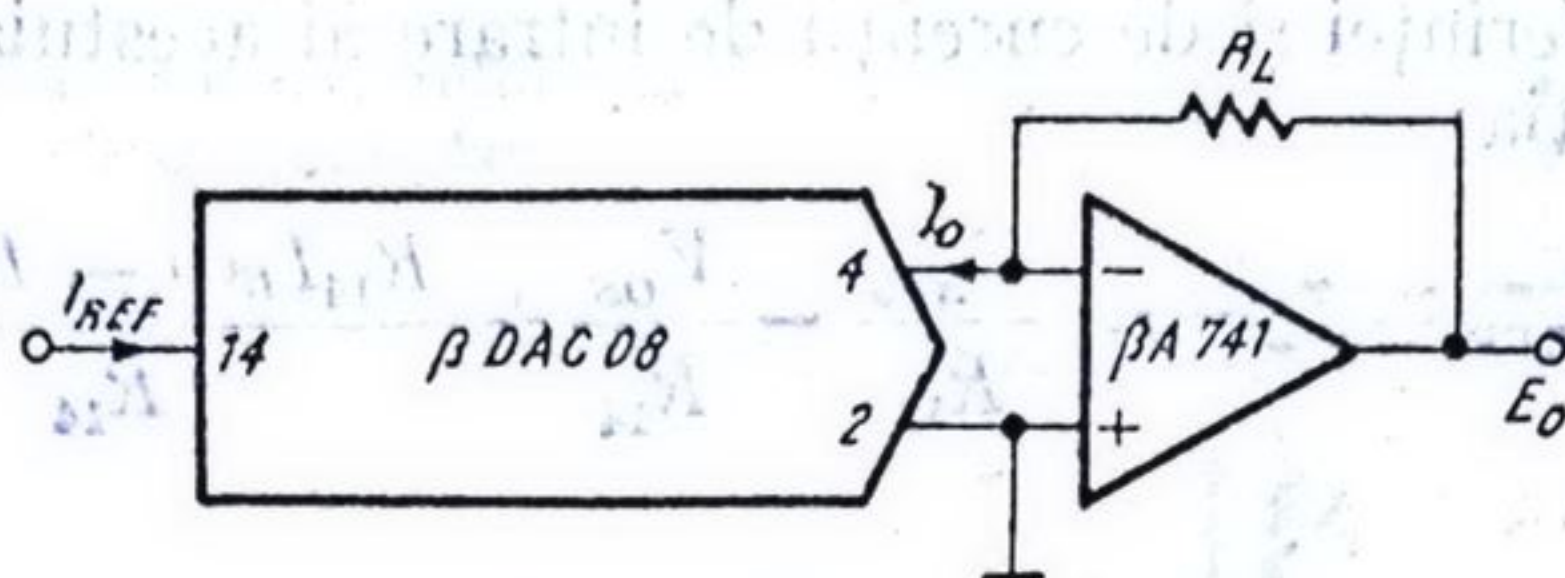


Fig. 1.33. Schema electrică pentru ieșire în tensiune pozitivă.

● Cu convertor curent-tensiune

Schema electrică este prezentată în figura 1.33. Tensiunea la ieșire, E_O , se poate exprima astfel:

$$E_O = R_L I_O.$$

Deci tensiunea E_O ia valori pozitive de la 0 pînă la $R_L I_{FS}$, unde

$$I_{FS} = \frac{255}{256} I_{REF}.$$

Această schemă prezintă avantajul că terminalul 4 are practic potențial zero ceea ce elimină eroarea, datorată variației potențialului din acest terminal.

1.5.16. Recomandări pentru utilizare

În continuare vom prezenta unele aspecte mai deosebite ale funcționării circuitului $\beta DAC 08$ care afectează într-o măsură mai puțin evidentă performanțele electrice ale acestuia.

● Cauze ale dispersiei curentului la capăt de scală, I_{FS} .

În cazul ideal, valoarea curentului la capăt de scală, I_{FS} este egală cu $\frac{255}{256} I_{REF}$; în realitate există o abatere de la valoarea ideală, justificată de schema internă a convertorului $\beta DAC 08$.

Astfel în figura 1.34 se prezintă o schemă simplificată pentru a explica aceste abateri Ținînd seama de tensiunea de ofset V_{OS} , a amplificatorului

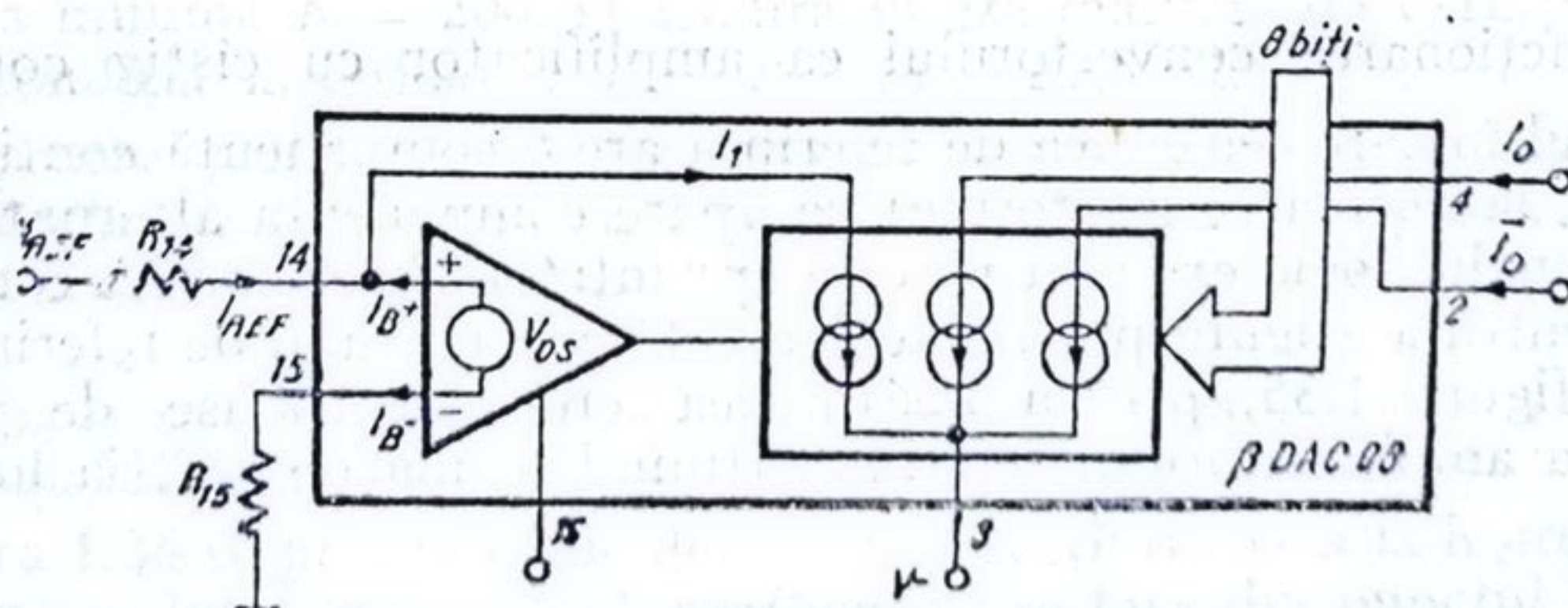


Fig. 1.34. Schema bloc pentru ilustrarea dispersiei lui I_{FS} .

operațional al referinței și de curenții de intrare ai acestuia pentru curențul I_1 se obține relația:

$$I_1 = I_{REF} + I_{B^{(+)}} = \frac{V_{REF}}{R_{14}} - \frac{V_{OS}}{R_{14}} + \frac{R_{14}I_{B^{(+)}} - R_{15}I_{B^{(-)}}}{R_{14}}$$

unde

$$I_{REF} = \frac{V_{REF} - V_{OS}}{R_{14}} - \frac{R_{15}}{R_{14}} I_{B^{(-)}}.$$

Termenul de eroare în relația precedentă pentru I_1 pune în evidență contribuția parametrilor V_{OS} , $I_{B^{(-)}}$.

Deoarece $I_{B^{(+)}} \simeq I_{B^{(-)}}$, se poate minimiza efectul acestor curenți asupra curențului I_1 , dacă se alege $R_{14} = R_{15}$.

Generatoarele de curenț controlate de cele opt intrări logice sînt în bucla de reacție a amplificatorului referinței. Astfel în cazul ideal, cînd toți cei opt biți sînt 1 logic avem $I_o = \frac{255}{256} I_1$ și $\bar{I}_o = 0$, iar cînd toți cei opt biți

sînt 0 logic $I_o = 0$ și $\bar{I}_o = \frac{255}{256} I_1$. În realitate există un coeficient de transfer K pentru curențul I_o la capăt de scală și un coeficient \bar{K} pentru curențul \bar{I}_o la capăt de scală, adică:

$$I_o(FS) = \frac{255}{256} K I_1$$

$$\bar{I}_o(FS) = \frac{255}{256} \bar{K} I_1$$

În general coeficienții K și \bar{K} sînt egali avînd valori în jurul lui 1. Ținînd seama de cele prezentate, valoarea pentru capăt de scală a curenților de ieșire se poate exprima astfel:

$$I_{FS} = a I_{REF} + b,$$

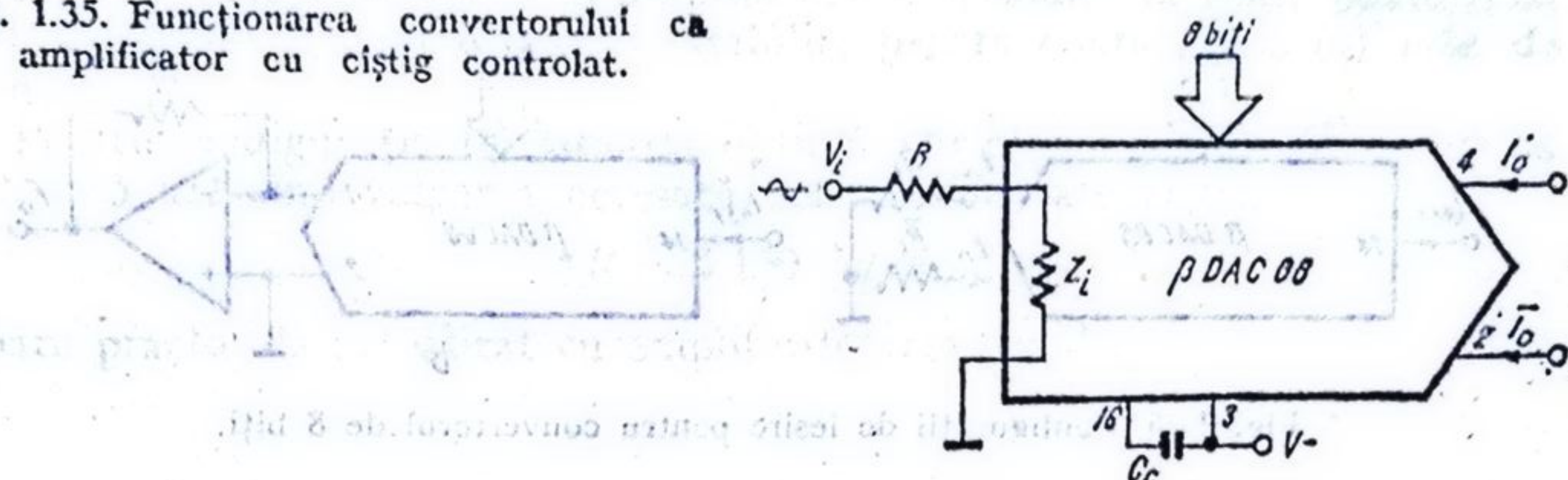
unde în cazul ideal $a = \frac{255}{256}$ și $b = 0$.

● Funcționarea convertorului ca amplificator cu cîștig controlat.

În cazul în care tensiunea de referință are o componentă continuă și una alternativă, la ieșirea convertorului va apare componenta alternativă ponderată cu semnalul logic existent pe cele opt intrări. Componenta continuă este necesară pentru a asigura polaritatea corectă a curențului de referință. Ținînd seama de figura 1.35, pentru înlăturarea erorii introduse de impedanța de intrare a amplificatorului referinței (ținînd seama de reacția lui internă), trebuie ca:

$$R \gg Z_i$$

Fig. 1.35. Funcționarea convertorului ca amplificator cu câștig controlat.



unde $Z_i = 2,75 \cdot 10^{-3} \Omega$ conform rezultatului obținut în relația 1.119. Considerînd o eroare de 0,01% datorată valorii nenule a lui Z_i , se obține $R \geq 27,5 \Omega$.

Valoarea minimă a impedanței echivalente R a sursei de semnal, este corelată și cu regimul dinamic al convertorului lucrînd ca amplificator cu câștig controlat; într-adevăr valorile pentru condensatorul de compensare C_c sînt în corespondență cu valorile rezistenței R pentru a asigura stabilitatea în frecvență a amplificatorului referinței.

Viteza maximă de variație a curentului la ieșire (slew-rate, SR) depinde de rețeaua de compensare utilizată. În Tabelul 1.8 se prezintă cîteva date tipice.

Tabelul 1.8

Dependența parametrului slew-rate de rețeaua de compensare

$R[k\Omega]$	0,200	1,0	2,5	5,0
$C_c[pF]$	0	15	37	75
Slew-rate [mA/ μs]	16	4	2	1

Valoarea minimă $R = 200 \Omega$ asigură viteza maximă de variație la ieșire și verifică condiția anterioară: $R = 200 \Omega > 27,5 \Omega$.

Astfel pentru funcționarea performantă a convertorului ca amplificator cu câștig controlat, trebuie ca impedanța echivalentă în intrare (terminalul 14) să fie de VALOARE MINIMĂ 200 Ω .

● Alegerea schemei de utilizare a convertorului în corelație cu cerințele de timp de stabilire la ieșire.

În figura 1.36 se prezintă cele două configurații de bază la ieșirea convertorului. Alegerea între aceste două configurații se face din punctul de vedere al timpului de stabilire la ieșirea schemei.

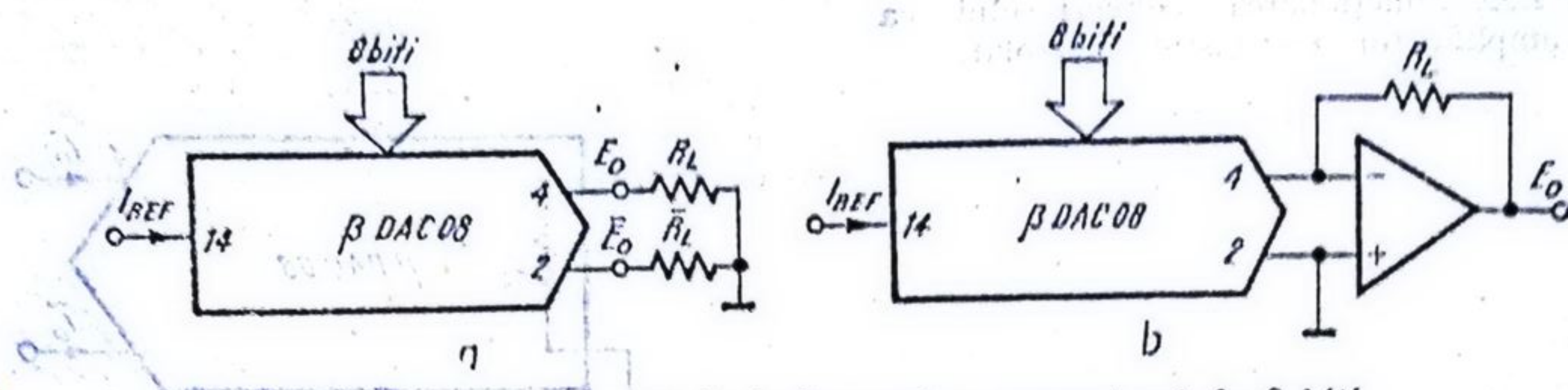


Fig. 1.36. Configurații de ieșire pentru convertorul de 8 biți.

Pentru varianta (a) din figura 1.36 timpul de stabilire este:

$$t_s^{(a)} = 100 \text{ ns} + 6,2 R_L C_L,$$

unde $C_L = 15 \text{ pF}$ reprezintă capacitatea parazită a ieșirii convertorului. Pentru varianta (b) din figura 1.36, timpul de stabilire depinde de amplificatorul ce realizează conversia curent-tensiune:

$$t_s^{(b)} = 100 \text{ ns} + t_s,$$

unde t_s este timpul de stabilire al convertorului curent-tensiune. Pentru SR se poate considera relația aproximativă:

$$\frac{V_o(V)}{SR(V/\mu s)} = 0,34 t_s(\mu s),$$

unde V_o este amplitudinea pozitivă a tensiunii la ieșire, E_o , când intrările logice se modifică între stările extreme ($V_o = R_L I_{REF}$).

În Tabelul 1.9 se prezintă valorile pentru timpul de stabilire $t_s^{(a)}$ corespunzător diverselor valori pentru R_L și valorile necesare pentru „slew-rate”-ul convertorului curent-tensiune din configurația (b), pentru ca $t_s^{(b)}$ să fie egal cu $t_s^{(a)}$ (se consideră $I_{REF} = 2 \text{ mA}$).

Tabelul 1.9

$R_L[\text{k}\Omega]$	0,1	0,5	1,0	5,0
$V_o[\text{V}]$	0,2	1	2	10
$t_s^{(a)}, t_s^{(b)}[\text{ns}]$	109	146	193	565
Slew-rate $[\text{V}/\mu\text{s}]$	63	63	63	63

Din tabelul precedent se observă că configurația (b) este echivalentă cu configurația (a) din figura 1.36 numai dacă amplificatorul de la ieșire are un slew-rate de $63 \text{ V}/\mu\text{s}$. Deci configurația (b) poate fi superioară ca performanțe numai dacă este folosit un amplificator avînd acest parametru peste valoarea indicată mai sus.

Un compromis de viteză și amplitudine a tensiunii la ieșire poate fi în cazul $R_L = 500 \Omega$ când timpul de stabilire pentru configurația (a) este de 146 ns.

Pentru configurația (b) situația optimă s-ar obține pentru $t_s^{(b)} = 109$ ns și $R_L = 5 k\Omega$ când valoarea necesară pentru slew-rate ar fi:

$$SR = 3150 \text{ V}/\mu\text{s}$$

valoare practic de nerealizat cu amplificatoarele uzuale.

1.6. Aplicații

1.6.1. Convertor D/A de două cifre

Pentru realizarea unei conversii D/A de 2 cifre se poate folosi schema electrică prezentată în figura 1.37. Sînt utilizate două convertoare $\beta\text{DAC} 08$, la care sînt folosiți cei mai semnificativi patru biți, corespunzător celor două cifre W_1, W_2 (se folosește codul BCD) aplicați la intrările logice. Pentru mărirea de ieșire V_o se poate scrie:

$$V_o = R_5 I_o$$

unde $I_o = I_{o1} + I_{o2}$, iar pentru curenții I_{o1}, I_{o2} furnizați de cele două convertoare avem relațiile:

$$I_{o1} = \frac{V_{REF}}{R_1} \frac{[W_1]}{10}, \quad I_{o2} = \frac{V_{REF}}{R_3} \frac{[W_2]}{10},$$

unde $[W_1]$ și $[W_2]$ sînt valorile numerice a celor doi digiți W_1, W_2 . Din relațiile de mai sus, se obține:

$$V_o = \frac{V_{REF}}{10} \left(\frac{R_5}{R_1} [W_1] + \frac{R_5}{R_3} [W_2] \right) = \frac{V_{REF}}{100} (10 [W_1] + [W_2]),$$

dacă se ține seama de valorile rezistențelor R_1, R_3, R_5 din schema electrică dată în figura 1.37.

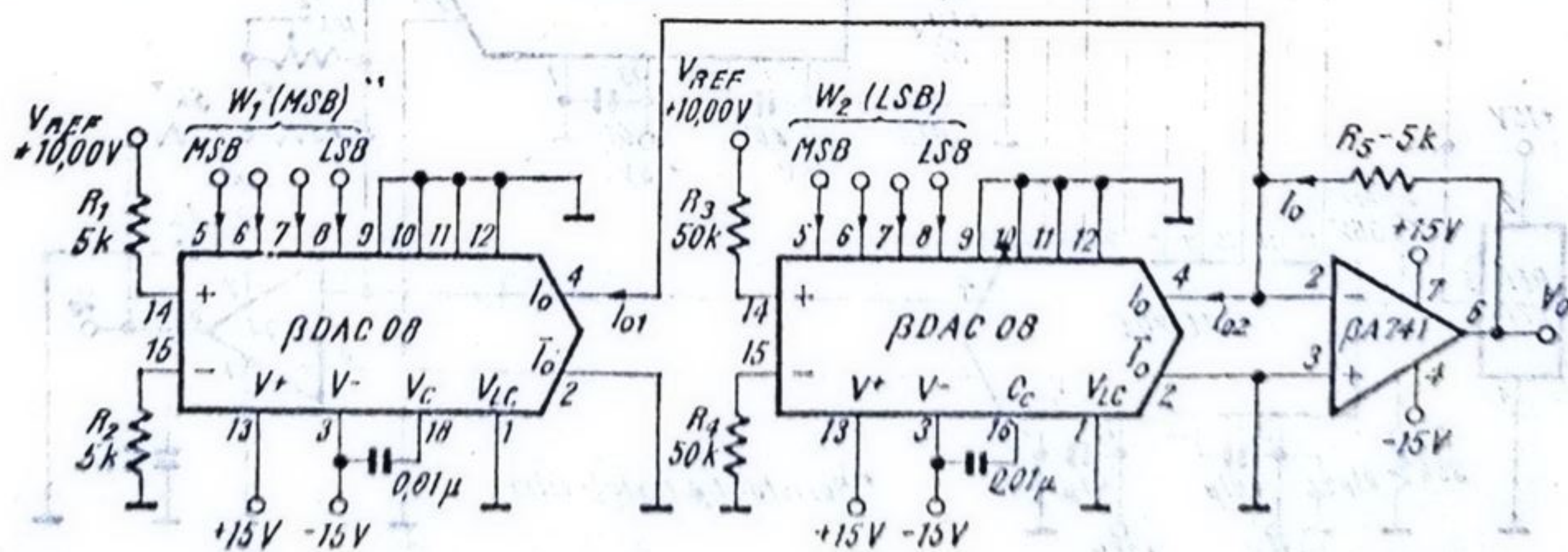


Fig. 1.37. Convertor D/A de două cifre.

ni. Relația dedusă anterior pentru V_o poate fi compactizată sub forma:

$$V_o = \frac{V_{REF}}{100} [W_1, W_2],$$

considerînd notația $[W_1, W_2]$ pentru valoarea numerică a celor doi digiți din intrare. Această relație arată că la ieșirea schemei se obține o tensiune proporțională cu valoarea numerică codificată prin digiții $[W_1, W_2]$. Tensiunea V_o ia valori cuprinse între 0 și 9,90 V.

1.6.2. Convertor D/A de trei cifre (BCD)

Un mod simplu de a construi un convertor D/A de 3 cifre este prezentat în figura 1.38. Pentru a realiza acest convertor de preț scăzut sînt necesare numai 3 circuite și rezistențe stabile (tip metal-film).

Pentru cele două convertoare din schemă există următoarele relații:

$$I_{REF1} = \frac{V_{REF}}{R_{REF1}} = \frac{5V}{35k\Omega} = 0,1428 \text{ mA},$$

$$I_{REF2} = 16 I_{REF1} = 16 \times 0,1428 \text{ mA} = 2,28 \text{ mA},$$

$$I_{FS1} = \frac{99}{100} I_{REF1} = 0,1413 \text{ mA},$$

$$I_{FS2} = \frac{144}{256} I_{REF2} = 1,284 \text{ mA},$$

$$I_{FS} = I_{FS1} + I_{FS2} = 1,425 \text{ mA}.$$

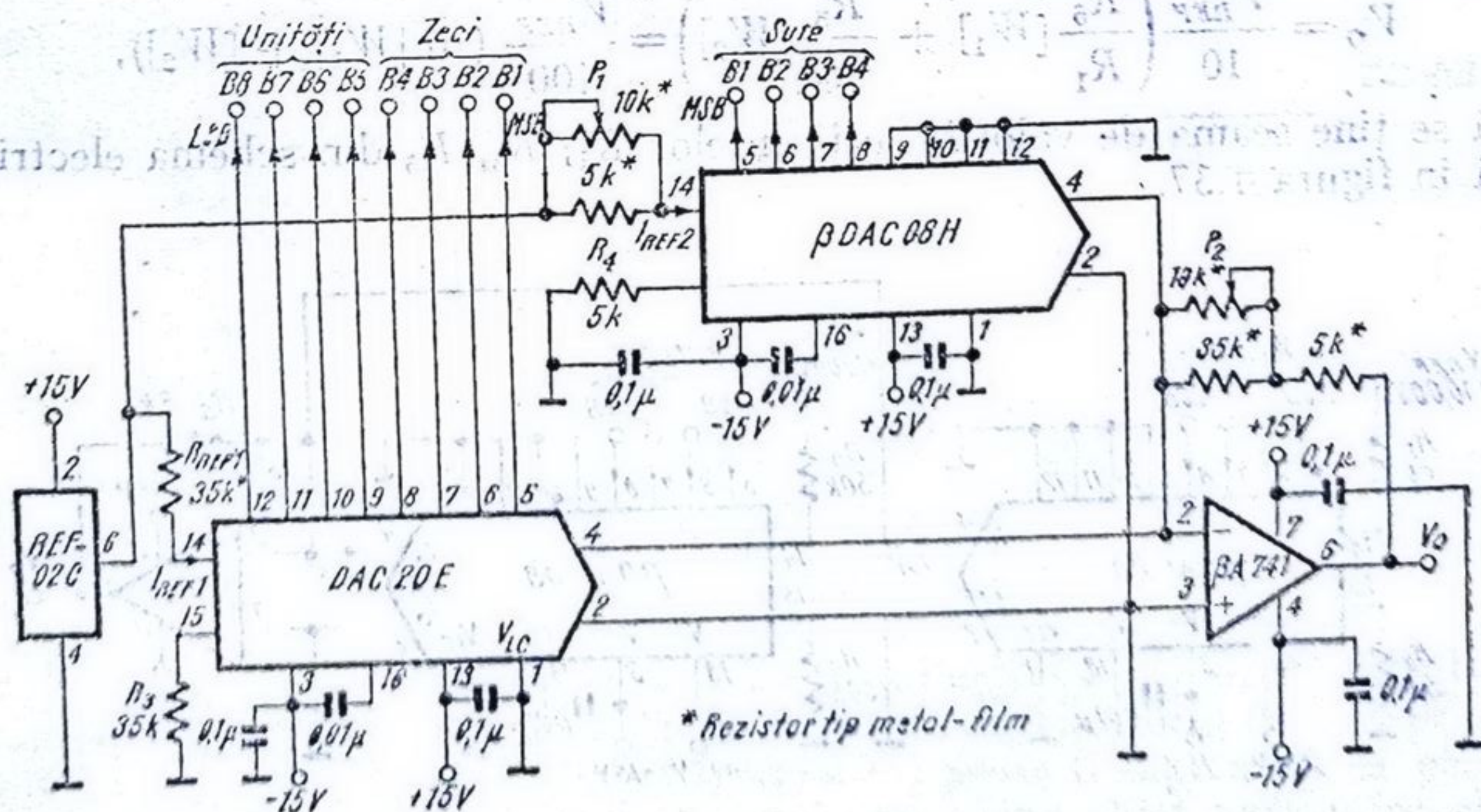


Fig. 1.38. Convertor D/A de trei cifre.

Corespunzător valorilor de capăt de scală ale curenților se obțin pentru tensiunea la ieșire V_o valorile:

$$V_{FS} = V_o(FS) = 9,990 \text{ V},$$

$$V_{o1} = 0,990 \text{ V},$$

$$V_{o2} = 9,00 \text{ V}.$$

Ținând seama de rezultatele de mai sus algoritmul de calibrare este următorul: aplicând nivele logice 0 pentru biții B_1, B_2, B_3, B_4 ($\beta DAC 08H$), iar pentru biții B_1, B_2, \dots, B_8 ($DAC 20E$)³, nivele logice 1, adică codul 099, se ajustează potențiometrul P_2 pînă cînd tensiunea V_o devine egală cu 0,990 V; pentru biții B_1, B_2, \dots, B_8 ($DAC 20E$) cu nivele logice 0 și biții B_1, B_2, B_3, B_4 ($\beta DAC 08H$) cu nivele logice 1, codul 900, se ajustează potențiometrul P_1 pînă cînd tensiunea V_o are valoarea 9,00 V.

1.6.3. Convertor D/A rapid utilizînd amplificatoarele operaționale de viteză OP-17, OP-16; OP-15, (sau LF 157, LF 156, LF 155)

Această aplicație ne arată modul în care se poate realiza un convertor D/A de viteză, cu ieșire în tensiune utilizînd convertorul $\beta DAC 08$ și amplificatoarele operaționale OP-15/16/17 (sau LF 155/156/157). Dimensionările sînt făcute pentru cel mai rapid (OP-17), pentru acela cu cea mai mică derivă termică a tensiunii de offset (OP-16) și pentru acela cu consumul cel mai mic de putere (OP-15).

Conversia curențului de ieșire a unui convertor de curenți în tensiune, menținînd o valoare mică pentru timpul de stabilire este foarte dificilă. Curențul la capăt de scală pentru $\beta DAC 08$ se stabilește în 100 ns. Se poate atașa în ieșire o rezistență de sarcină, ca în figura 1.39, pentru a obține o tensiune de ieșire între 0 și -10 V. Totuși, în această configurație timpul de stabilire este determinat de constanta de timp $T = R_1 C_o = 75 \text{ ns}$. Este necesar un interval de timp egal cu 6,2 T pentru ca ieșirea să se stabilească cu o precizie de 0,2% din valoarea de regim permanent. Astfel timpul de stabilire al schemei devine 500 ns (incluzînd și timpul de propagare al lui $\beta DAC 08$, de 35 ns).

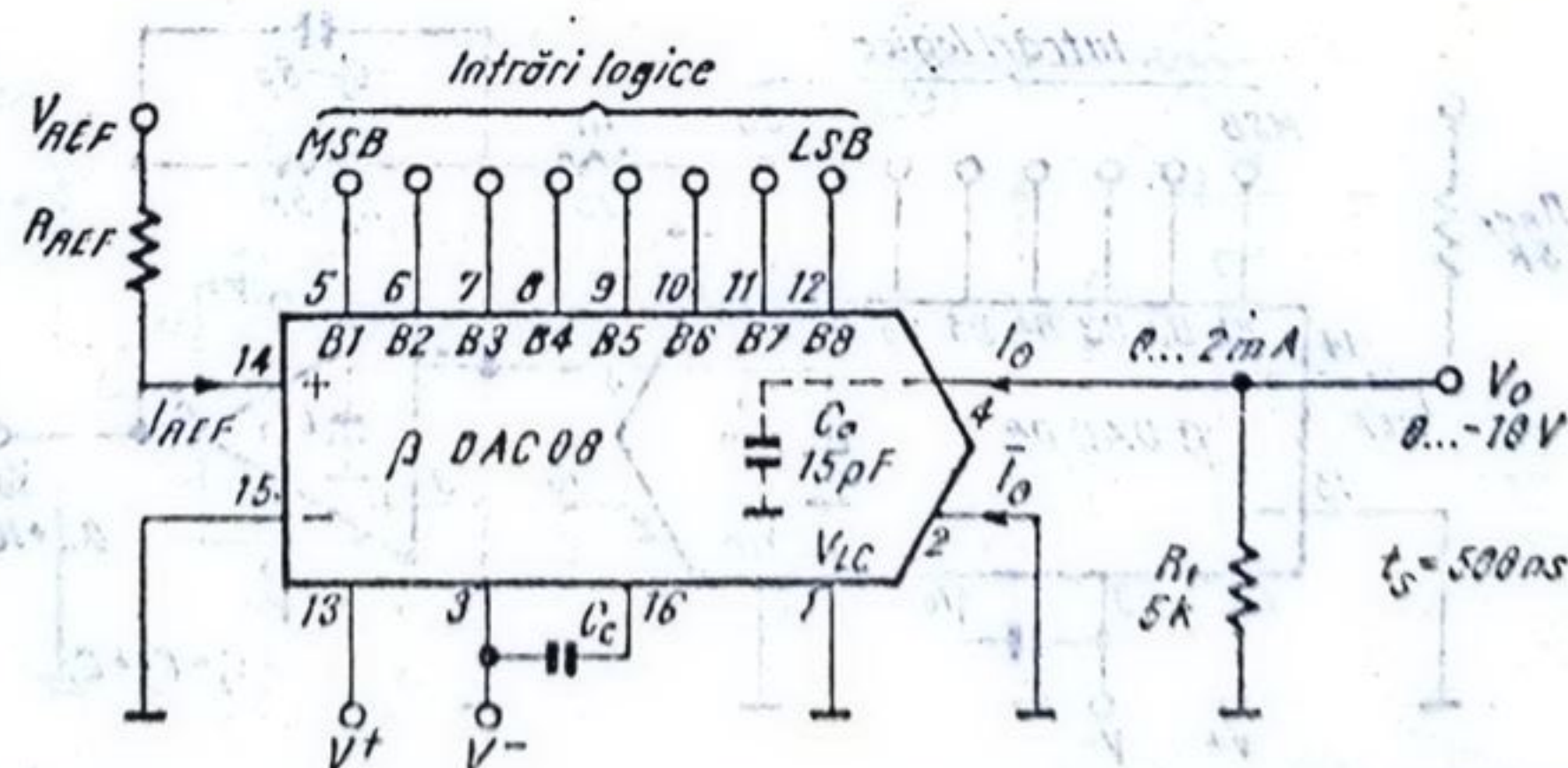


Fig. 1.39. Schema electrică pentru sarcină rezistivă la ieșire.

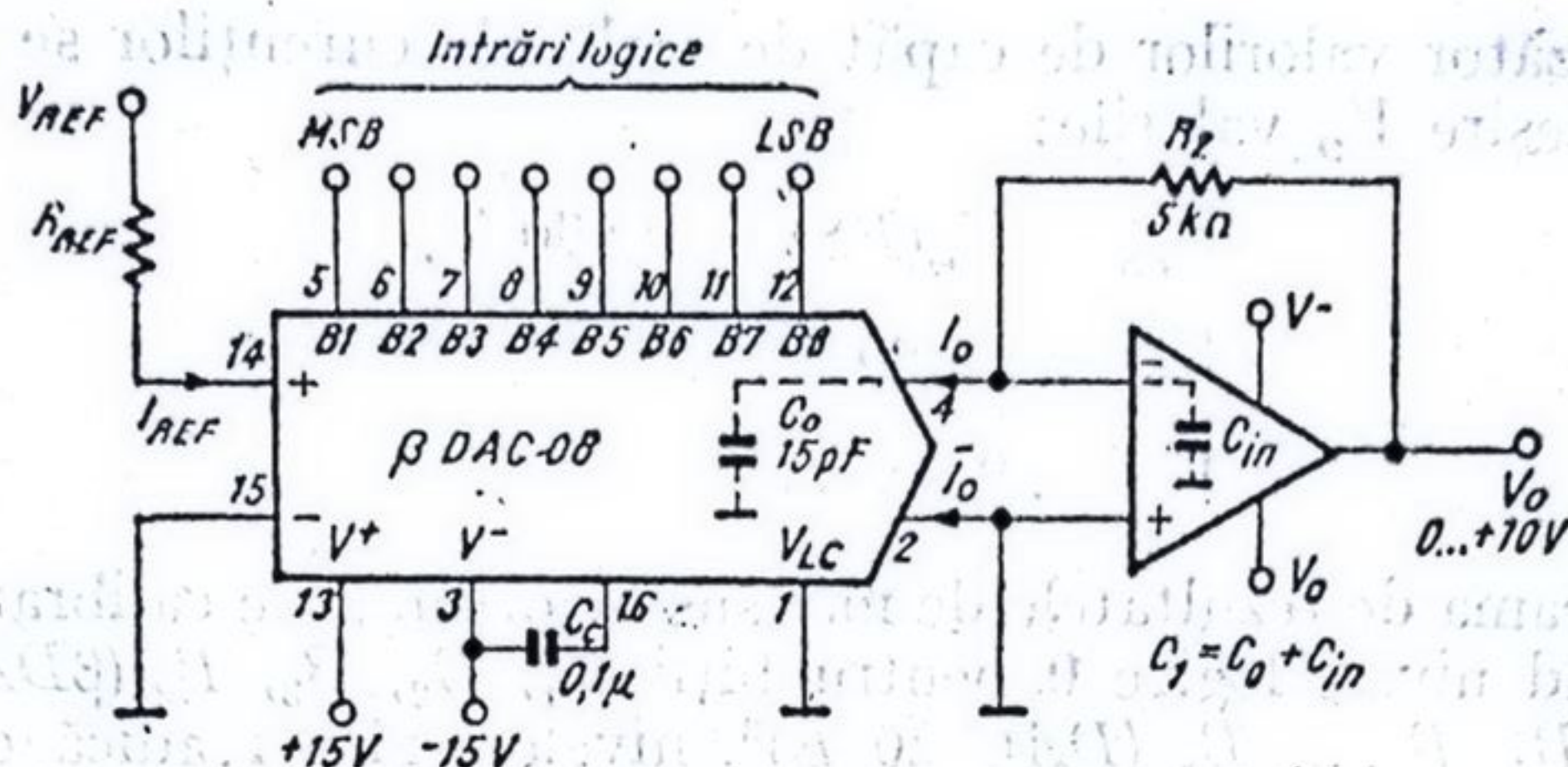


Fig. 1.40. Schema electrică cu convertor curent/tensiune la ieșire.

Datorită acestei constante de timp (RC), conversia curent/tensiune se realizează de obicei cu schema prezentată în figura 1.40. Timpul de răspuns este limitat acum de timpul de stabilire și de valoarea slew-rate-ului amplificatorului operațional. Oricum, este introdus un pol suplimentar la frecvența $1/2\pi R_2 C_1$, unde C_1 este suma între capacitatea de ieșire a DAC-ului și capacitatea de intrare a amplificatorului. Existența acestui pol este supărătoare pentru amplificatoarele rapide, determinând un răspuns deteriorat în timp și chiar oscilații.

Circuitul prezentat în figura 1.41 rezolvă această problemă. Se poate arăta că în cazul $R_1 C_1 = R_2 C_2$, efectul celor două capacități este complet anulat iar timpul de stabilire al schemei va fi determinat numai de amplificatorul operațional folosit. În plus, C_2 poate fi ajustat astfel încât să se minimizeze timpul de răspuns corespunzător amplificatorului utilizat. Dezavantajul acestei scheme față de aceea din figura 1.40, constă în faptul că toate erorile din intrarea amplificatorului (în particular tensiunea de offset V_{os}) sînt amplificate cu factorul $(1 + R_2/R_1)$.

Viteza optimă se poate obține, pentru un preț scăzut, utilizînd amplificatorul operațional OP-17 (sau LF-157), stabil pentru amplificări în buclă închisă, în valoare de 5 sau mai mari. Raportul R_2/R_1 se fixează la valoarea 4 (vezi figura 1.42). Timpul de stabilire pentru 0,2%, este 380 ns cînd toate intrările logice trec în starea 1 sau trec în starea 0.

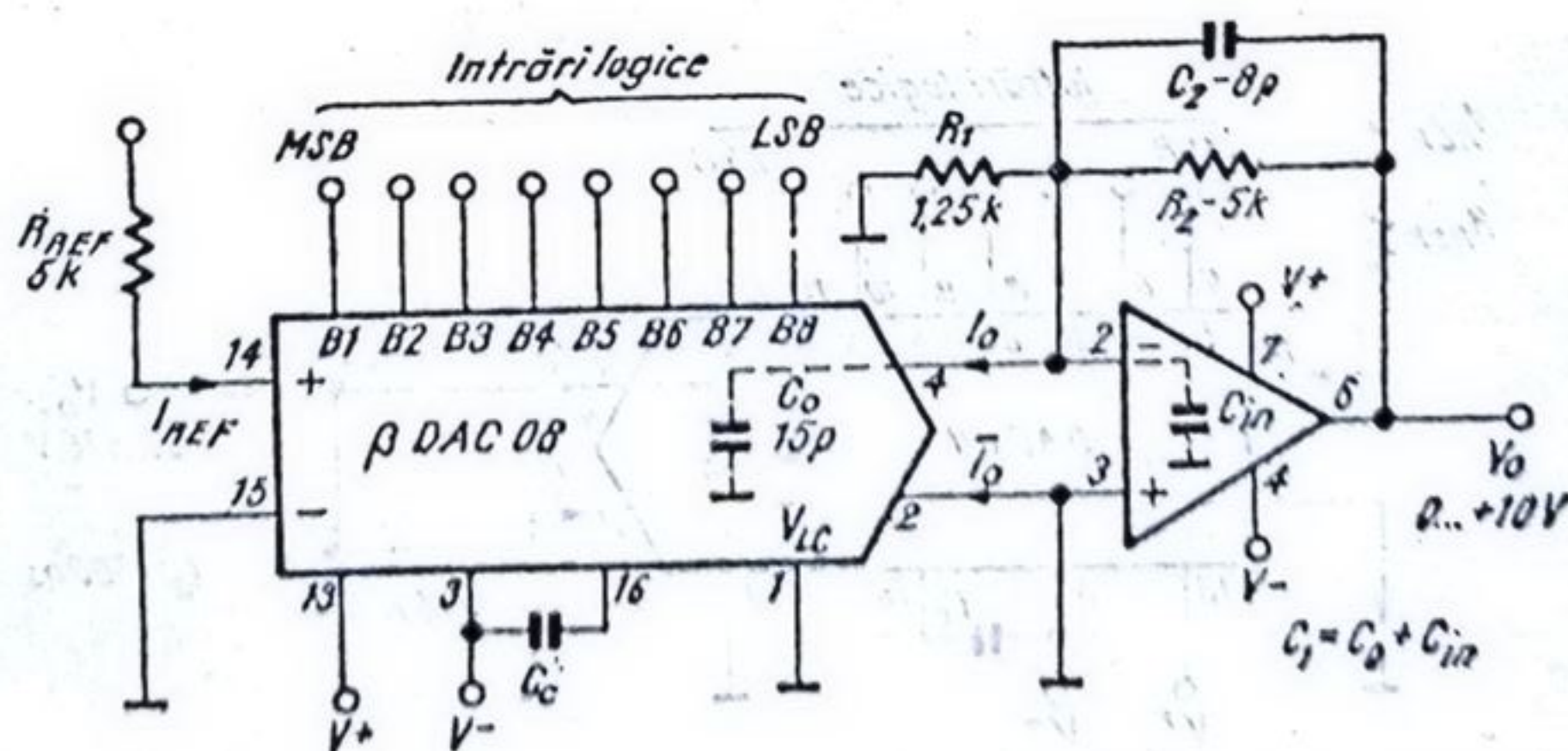


Fig. 1.41. Schema electrică pentru ieșire în tensiune, cu compensare.

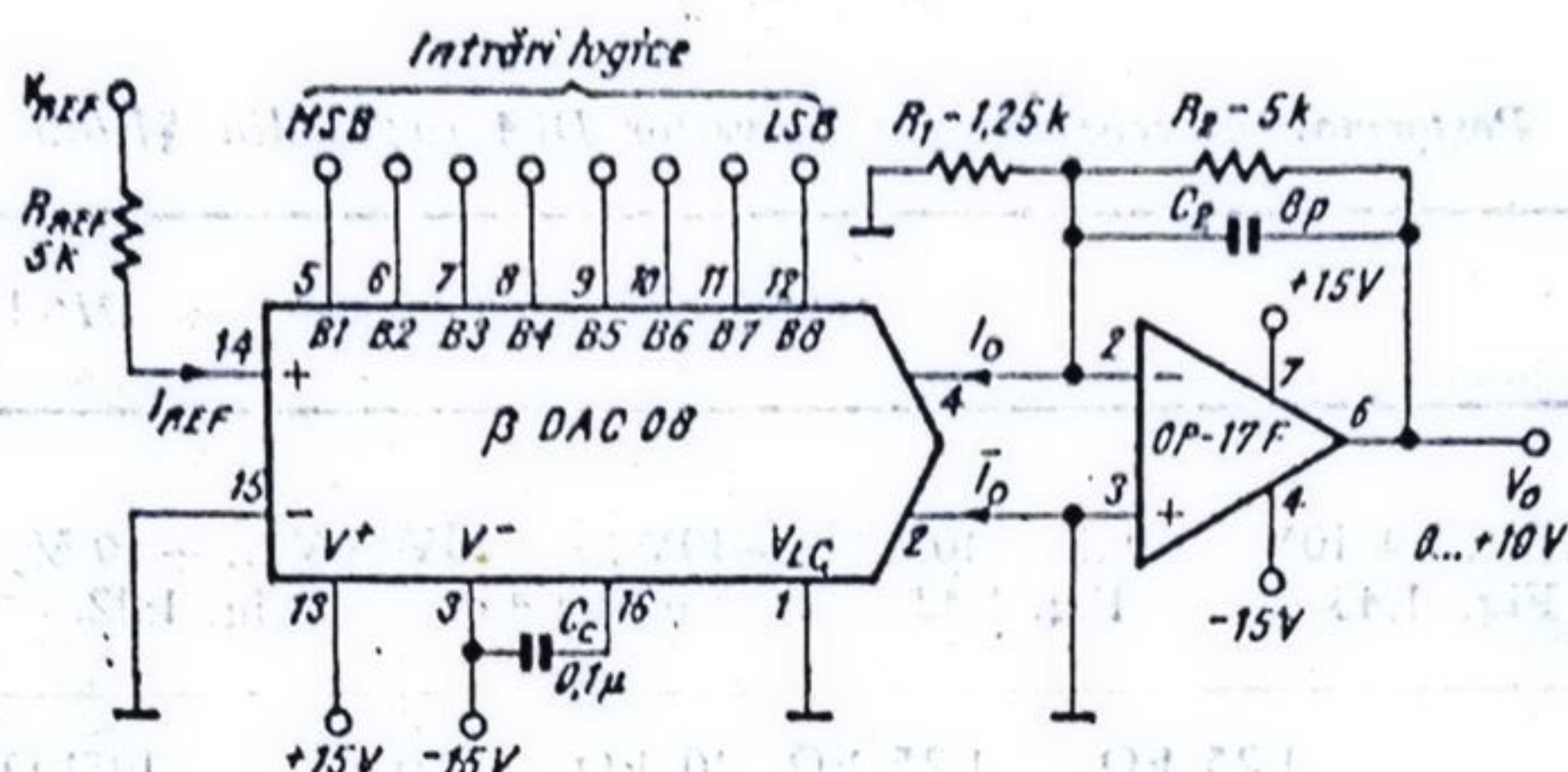


Fig. 1.42. Schema electrică pentru ieșire în tensiune, avînd $t_s = 380$ ns.

Pentru a micșora influența tensiunii de offset, V_{os} , asupra timpului de stabilire (trebuie ca $(1 + R_2/R_1)V_{os} < 0,2\% \times 10V = 20$ mV), se poate ajusta tensiunea de offset la zero, ceea ce va determina, în altă ordine de idei, creșterea derivei termice a acestuia ce va deveni un factor limitativ.

Utilizarea ieșirii complementare de curent a convertorului $\beta DAC 08$ a condus la schema din figura 1.43, a cărei tensiune de ieșire variază între -10 și $+10$ V. Timpul de stabilire este ușor crescut datorită faptului că se adaugă timpul în care ieșirea trece din -10 V în 0 V. Deoarece $1/2$ LSB este acum egal cu 40 mV, timpul de stabilire scade cu 70 ns.

Amplificatorul OP-16 este mai lent decît OP-17, dar mai stabil pentru câștig unitar. De aceea, micșorarea erorii de offset la ieșire poate fi acoperită de o creștere substanțială a timpului de stabilire. Amplificatorul OP-15 prezintă un consum redus, ceea ce se reflectă însă în creșterea timpului de stabilire. Tabelul 1.10 redă valorile rezistențelor și condensatoarelor în cazul diverselor amplificatoare folosite în schemele din figurile 1.42 și 1.43 precum și timpul de stabilire obținut și eroarea de offset la ieșire.

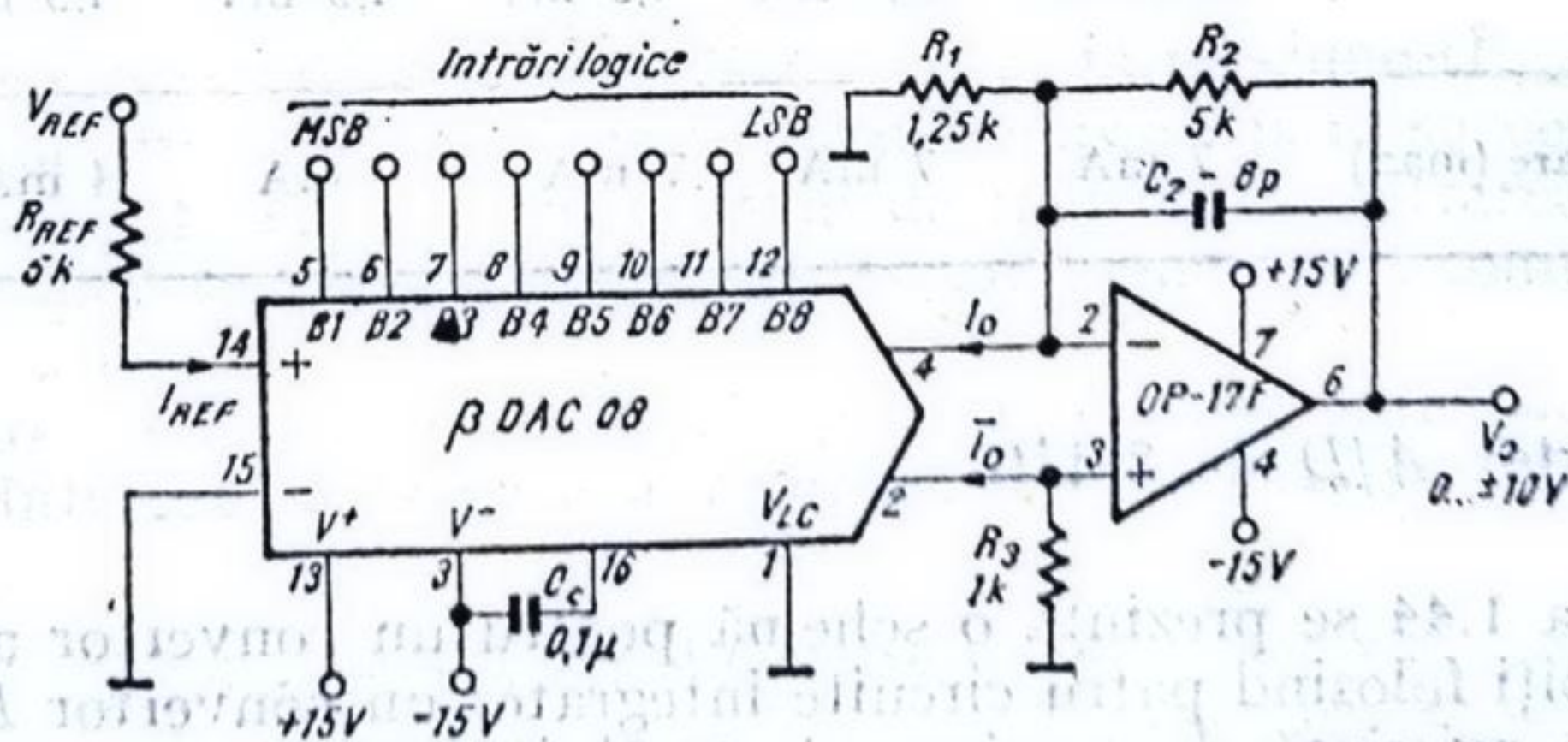


Fig. 1.43. Schema electrică pentru ieșire bipolară în tensiune, avînd $t_s = 450$ ns.

Tabelul 1.10

Performanțele schemelor de convertor D/A rapid din §1.6.3

	OP-17		OP-16		OP-15	
V_o 0 ... +10V -10V ... +10V Fig. 1.42 Fig. 1.43	0 ... +10V Fig. 1.42		-10V ... +10V Fig. 1.43		0V ... +10V Fig. 1.42	
R_1	1,25 k Ω		1,25 k Ω		10 k Ω	
R_2	5k Ω		5 k Ω		5 k Ω	
R_3	—		1 k Ω		3,3 k Ω	
C_2	8pF		8pF		30pF	
Timp stabilire pentru $\pm 0,2\%$	380ns		450 ns		1100 ns	
Timpul pentru tranziția ieșirii	150 ns		290 ns		590 ns	
$1/2 \text{ LSB} = 0,2\%$	20 mV		40 mV		40 mV	
Ciștigul cu bucla închisă	5		5		1,5	
Eroarea de ofset la ieșire						
clasa E(max)	2,5 mV		2,5 mV		0,75 mV	
clasa F max)	5,0 mV		5,0 mV		1,5 mV	
clasa G (max)	15,0 mV		15,0 mV		4,5 mV	
Curent alimentare (max)	7 mA		7 mA		4 mA	

1.6.4. Convertor A/D de 8 biți

În figura 1.44 se prezintă o schemă pentru un convertor analog digital (A/D) de 8 biți folosind patru circuite integrate: un convertor D/A de 8 biți (β DAC 08), o referință de tensiune de 10 V (LH0070), un comparator rapid (LM 319 H) și un registru de aproximații succesive de 8 biți (DM 2502).

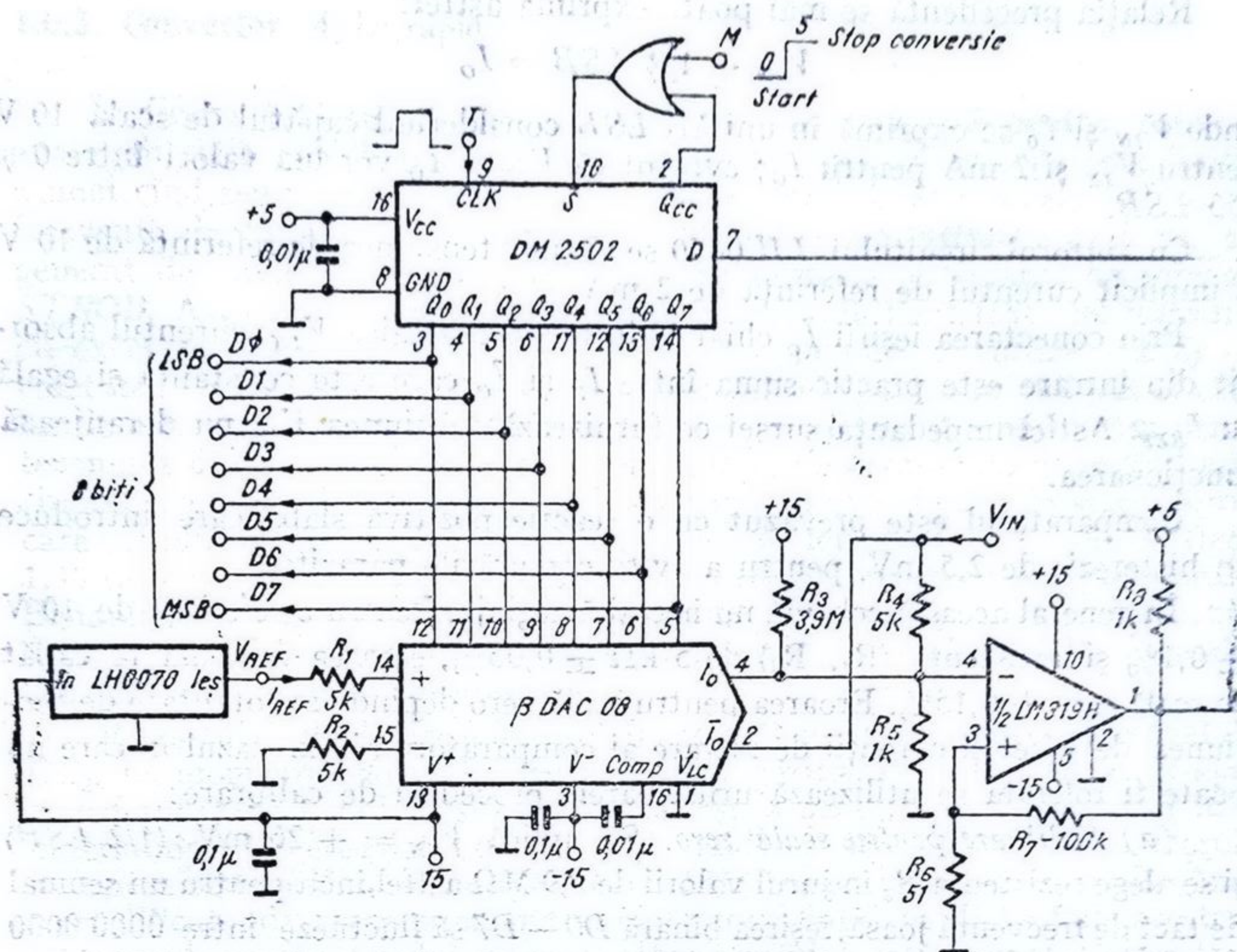


Fig. 1.44. Convertor A/D de 8 biți.

Schema prezintă două regimuri de lucru în funcție de starea semnalului logic M ; dacă $M = 0$ atunci, prin intermediul porții SAU, ieșirea Q_{cc} (semnalizează *terminarea conversiei / conversion complete*), se aplică la intrarea \bar{S} (semnal pentru *porțit conversie / Start*), determinând funcționarea liberă a convertorului A/D adică conversia se face *permanent* corespunzător informației analogice de la intrare (tensiunea V_{IN}). Dacă $M = 1$ atunci semnalul Q_{cc} este inhibat și conversia este întreruptă; informația logică la ieșire (cei 8 biți de date) corespunde valorii tensiunii V_{IN} la momentul ultimei conversii A/D.

Intrarea în schema de conversie A/D se face în tensiune (V_{IN}) iar ieșirea este reprezentată prin cei 8 biți de la registrul de aproximații succesive. Pentru schema dată se poate lucra cu un semnal de tact (T) la intrarea registrului de aproximații succesive, de 4 MHz ce corespunde unui ciclu complet de conversie A/D de 2 μs .

Funcționarea schemei se bazează pe comparația curenților ce apar în nodul din intrarea inversoare a comparatorului; neglijând neidealitățile se poate scrie:

$$V_{IN}/R_4 + 15\text{ V}/R_3 = I_0$$

atunci când ciclul de conversie s-a terminat.

Relația precedentă se mai poate exprima astfel:

$$V_{IN} + 1/2 \text{ LSB} = I_0$$

unde V_{IN} și I_0 se exprimă în unități LSB considerînd capătul de scală 10 V pentru V_{IN} și 2 mA pentru I_0 ; evident că V_{IN} și I_0 vor lua valori între 0 și 255 LSB .

Cu ajutorul circuitului LH 0070 se obține tensiunea de referință de 10 V și implicit curentul de referință de 2 mA.

Prin conectarea ieșirii I_0 chiar la intrarea analogică V_{IN} , curentul absorbit din intrare este practic suma între I_0 și I_0 care este constantă și egală cu I_{REF} . Astfel impedanța sursei ce furnizează tensiunea V_{IN} nu deranjează funcționarea.

Comparatorul este prevăzut cu o reacție pozitivă slabă care introduce un histerezis de 2,5 mV, pentru a evita comutările parazite.

În general această schemă nu necesită reglaje. Pentru o referință de 10 V $\pm 0,1\%$ și rezistențe (R_1 , R_4) de 5 k Ω $\pm 0,05\%$, eroarea maximă la capăt de scală este $\pm 0,15\%$. Eroarea pentru scală zero depinde în totalitate de tensiunea de offset și curenții de intrare ai comparatorului; în cazul în care nu poate fi tolerată se utilizează următoarele proceduri de calibrare:

(a) *Calibrare pentru scală zero.* Se aplică $V_{IN} = +20 \text{ mV}$ (1/2 LSB) și se alege rezistența R_3 în jurul valorii de 3,9 M Ω astfel încît pentru un semnal de tact de frecvență joasă, ieșirea binară $D0 - D7$ să fluctueze între 0000 0000 și 0000 0001 (trebuie evitată folosirea unui potențiomtru deoarece conduce la o creștere a capacității și inductanței parazite în nodul de comparare).

(b) *Calibrare pentru capăt de scală.* Se aplică $V_{IN} = +9,940 \text{ V}$, și se ajustează R_1 pînă cînd ieșirea binară a convertorului A/D fluctuează între 1111 1110 și 1111 1111; același efect pentru calibrare se poate obține prin ajustarea tensiunii de referință, V_{REF} .

O dată încheiată calibrarea, precizia conversiei depinde de erorile introduse de variația temperaturii.

● *Indicații privind realizarea desenului de cablaj.*

— Masa logică trebuie să aibă traseul separat de masa analogică; traseele trebuie să se întîlnească într-un singur punct.

— Traseele de logică nu trebuie să traverseze sau să fie în imediata vecinătate a unor zone sensibile analogice ale schemei. Acest lucru este important în special pentru nodul de comparare.

— Traseul dintre ieșirea β DAC-08 și intrarea comparatorului trebuie fie scurt, eventual cu inel de gardă din masa analogică.

— Intrarea analogică, V_{IN} , să fie aplicată prin traseu cît mai scurt de la conectorul plăcii pînă la componentele schemei.

1.6.5. Convertor A/D rapid

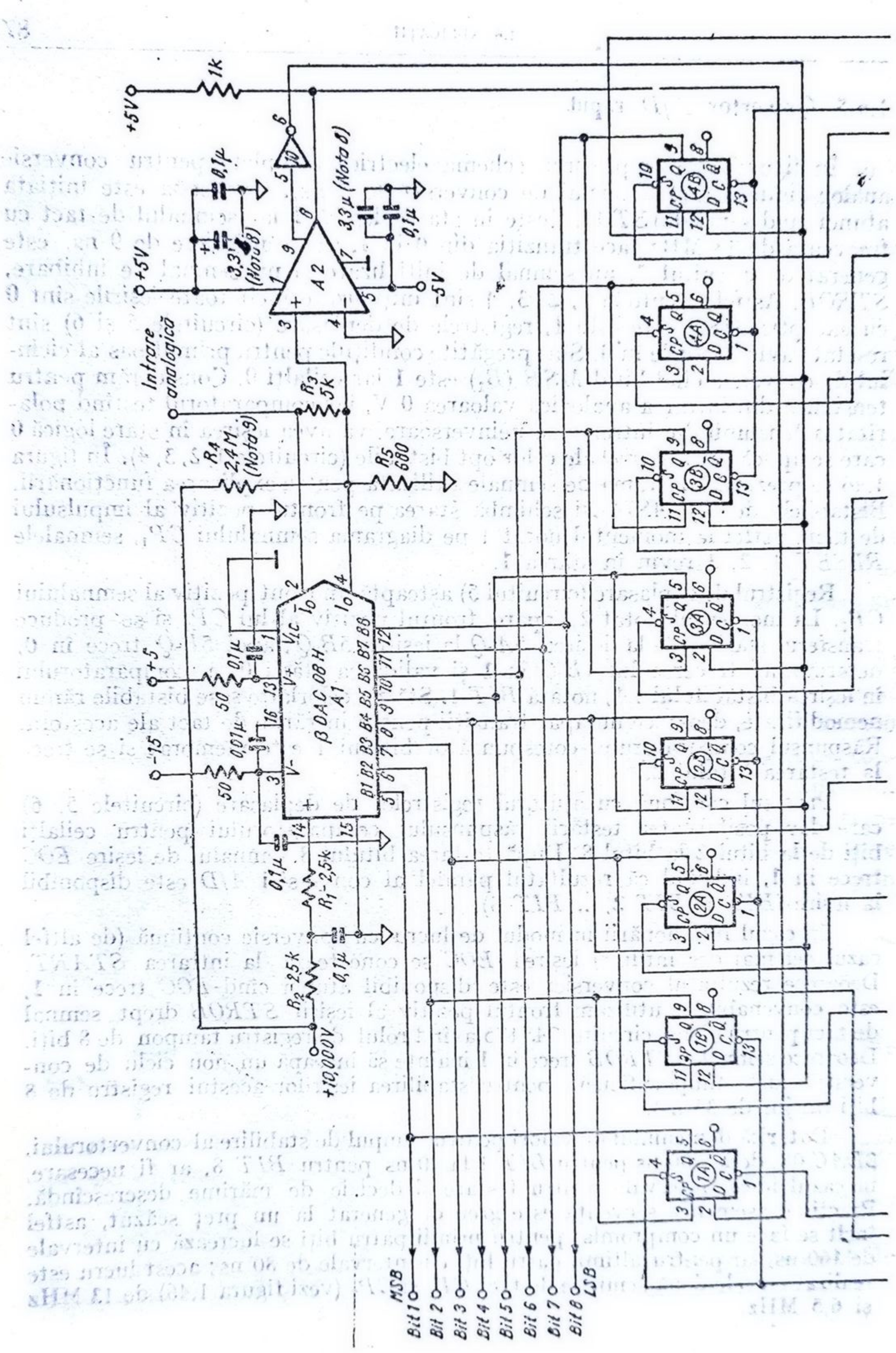
În figura 1.45 se prezintă schema electrică completă pentru conversie analog/digitală rapidă (ciclul de conversie de $1\ \mu\text{s}$). Conversia este inițiată atunci când semnalul *START* este în starea logică 1 iar semnalul de tact cu frecvența de 13 MHz face tranziția din 0 în 1. Cu o întârziere de 9 ns, este generat de circuitul 7, un semnal de inițializare și un semnal de inhibare, *STROB*. Astfel circuitele 1, 2, 3, 4 sînt inițializate încît toate ieșirile sînt 0 cu excepția *MSB* care este 1, registrele de deplasare (circuitele 5 și 6) sînt resetate avînd ieșirile în 0. Sînt pregătite condițiile pentru primul pas al ciclului de conversie cînd bitul *MSB* (B_1) este 1 iar ceilalți 0. Considerăm pentru tensiunea din intrarea analogică valoarea 0 V, iar comparatorul testînd polaritatea tensiunii din intrarea sa neînversoare, va avea ieșirea în stare logică 0 care se aplică intrărilor *D* ale celor opt bistabile (circuitele 1, 2, 3, 4). În figura 1.46 se prezintă diagrama de semnale utilizată pentru explicarea funcționării. Bistabilele de tip 74S74 își schimbă starea pe frontul pozitiv al impulsului de tact; astfel la momentul notat 1 pe diagrama semnalului CP_1 , semnalele *RESET* 1, 2, 3 revin în starea 1.

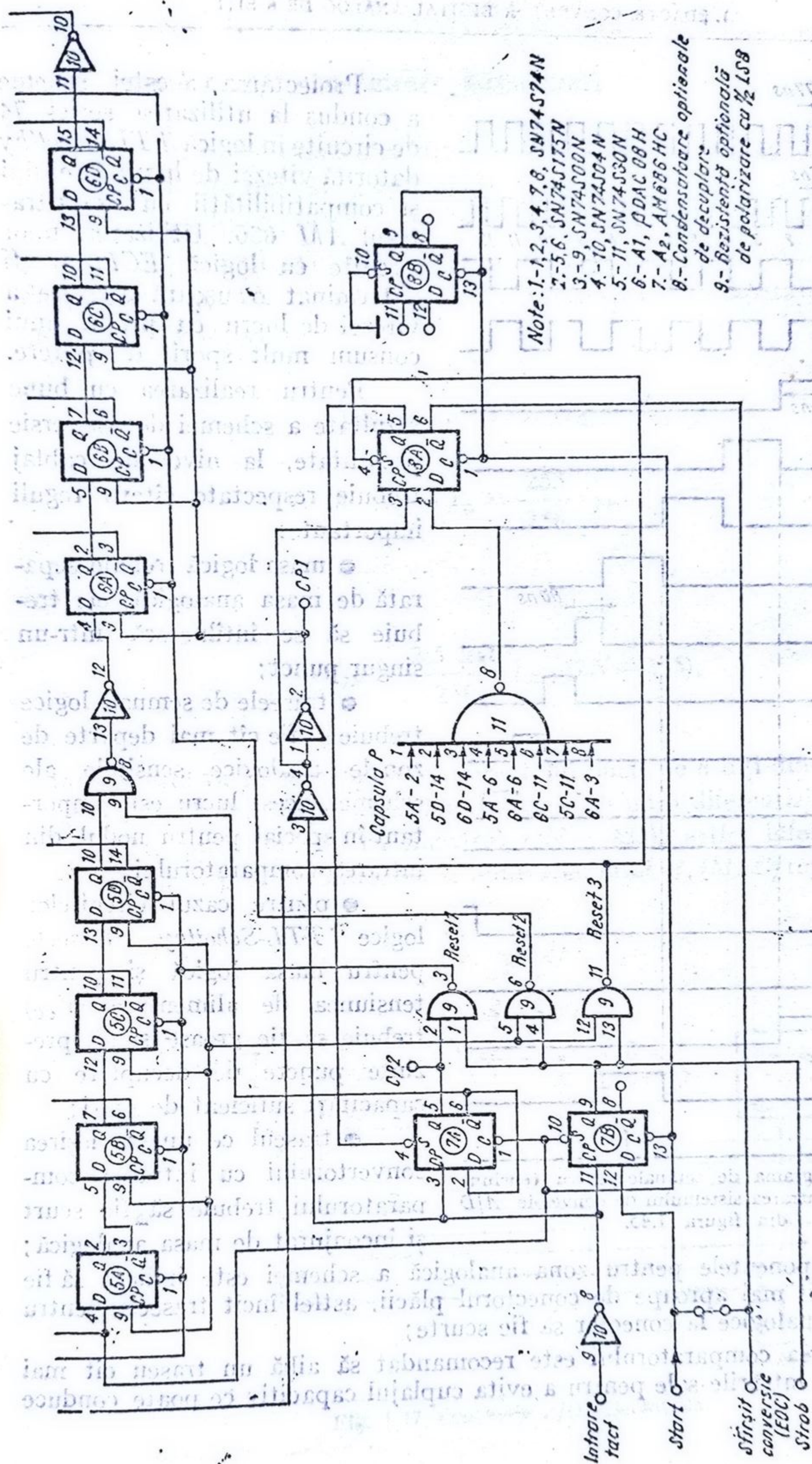
Registrul de deplasare (circuitul 5) așteaptă un front pozitiv al semnalului CP_2 . La momentul notat 2, apare frontul pozitiv al lui CP_2 și se produce transferul stării 1 de la ieșirea 5A-Q la ieșirea 5B-Q; apoi 5B-Q trece în 0, determinînd trecerea lui 1B-Q în 1 și validarea stării 0 a comparatorului în ieșirea bistabilului 1A, notată *BIT* 1. Stările celorlalte șase bistabile rămîn nemodificate, deoarece nu apar tranziții pentru intrările de tact ale acestora. Răspunsul comparatorului corespunzător bitului 1 este memorat și se trece la testarea bitului 2.

Procesul continuă cu ajutorul registrelor de deplasare (circuitele 5, 6) care dau posibilitatea testării răspunsului comparatorului pentru ceilalți biți de la bitul 2 la bitul 8. După testarea bitului 8 semnalul de ieșire *EOC* trece în 1, indicînd că rezultatul paralel al conversiei A/D este disponibil la ieșire (*BIT* 1, *BIT* 2, ..., *BIT* 8).

În cazul funcționării în modul de lucru cu conversie continuă (de altfel cazul cel mai des întîlnit) ieșirea *EOC* se conectează la intrarea *START*. Deoarece rezultatul conversiei este disponibil atunci cînd *EOC* trece în 1, este convenabil să utilizăm frontul pozitiv al ieșirii *STROB* drept semnal de tact pentru două circuite 74S175 avînd rolul de registru tampon de 8 biți. Deoarece semnalul *STROB* trece în 1 înainte să înceapă un nou ciclu de conversie, există timp suficient pentru stabilirea ieșirilor acestui registru de 8 biți (în jur de 35 ns).

Datorită domeniului de valori pentru timpul de stabilire al convertorului, βDAC 08, de la 100 ns pentru *BIT* 1 la 40 ns pentru *BIT* 8, ar fi necesare, în cazul ideal, intervale pentru testare și decizie de mărime descrescîndă. Practic o asemenea secvență este greu de generat la un preț scăzut, astfel încît se face un compromis: pentru primii patru biți se lucrează cu intervale de 160 ns, iar pentru ultimii patru biți cu intervale de 80 ns; acest lucru este realizat cu cele două semnale de tact CP_1 și CP_2 (vezi figura 1.46) de 13 MHz și 6,5 MHz.





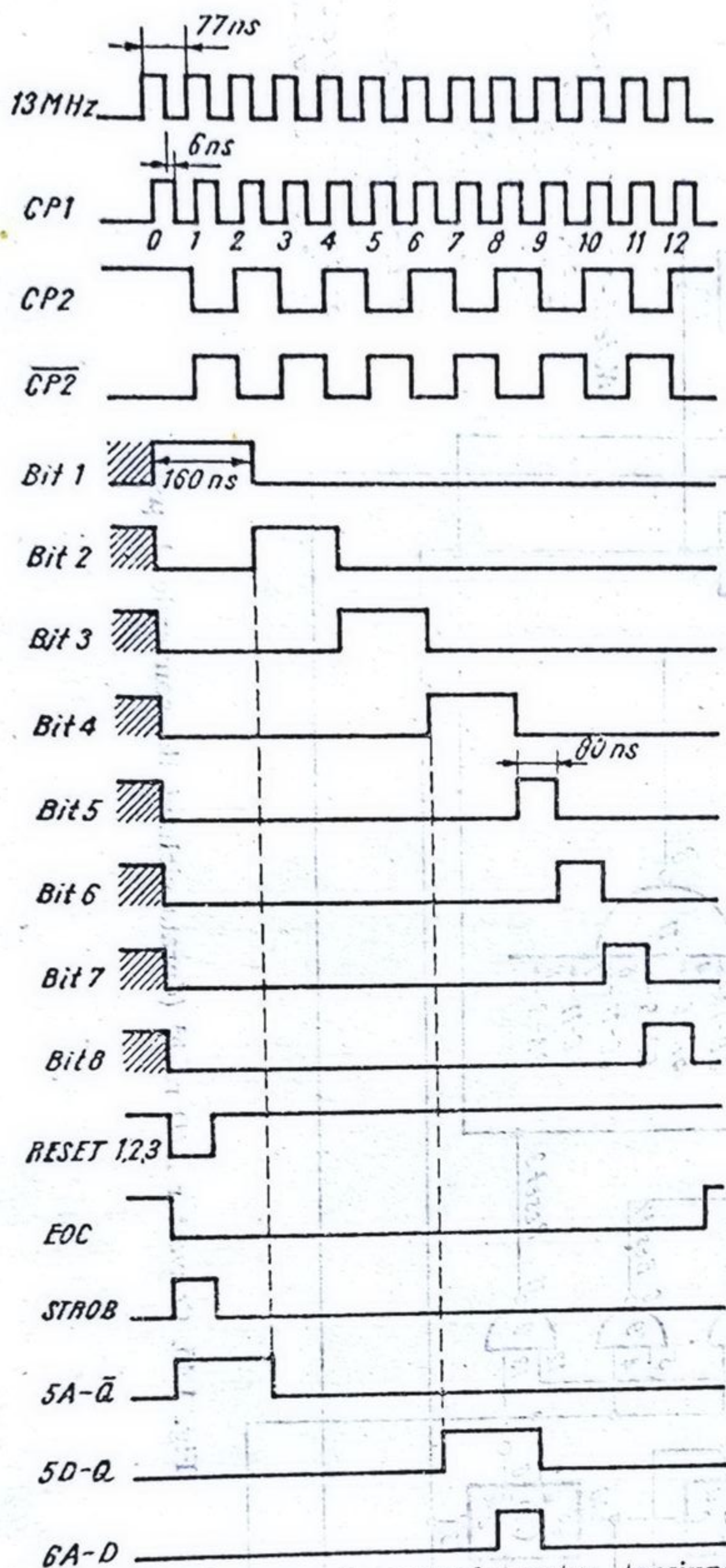


Fig. 1.46. Diagrama de semnale pentru tensiune $V_4 = OV$ la intrarea sistemului de conversie A/D din figura 1.45.

Proiectarea acestei scheme a condus la utilizarea seriei 74 de circuite în logică *TTL Schottky* datorită vitezei de lucru, prețului și compatibilității cu comparatorul AM 686. Utilizarea unor circuite cu logică *ECL* ar fi determinat o ușoară creștere a vitezei de lucru cu prețul unui consum mult sporit de putere.

Pentru realizarea cu bune rezultate a schemei de conversie prezentate, la nivel de cablaj trebuie respectate câteva reguli importante:

- masa logică trebuie separată de masa analogică, ele trebuie să se întâlnească într-un singur punct;

- traseele de semnale logice trebuie să fie cât mai departe de zonele analogice sensibile ale schemei, acest lucru este important în special pentru nodul din intrarea comparatorului;

- pentru cazul circuitelor logice *TTL-Schottky*, traseele pentru masa logică și pentru tensiunea de alimentare (V_{cc}) trebuie să fie groase și să prezinte puncte de decuplare cu capacități suficient de mari;

- traseul ce unește ieșirea convertorului cu intrarea comparatorului trebuie să fie scurt și înconjurat de masa analogică;

- componentele pentru zona analogică a schemei este indicat să fie localizate cât mai aproape de conectorul plăcii, astfel încât traseele pentru semnalele analogice la conector să fie scurte;

- ieșirea comparatorului este recomandat să aibă un traseu cât mai depărtat de intrările sale pentru a evita cuplajul capacitiv ce poate conduce la oscilație.

1.6.6. Convertor A/D cu intrare diferențială

Cele două ieșiri complementare de curent ale convertorului $\beta DAC 08$ și capacitatea de multiplicare a acestuia fac posibilă utilizarea sa în cadrul conversiei A/D diferențială; în acest caz informația binară din ieșire (8 biți) conține și semnul tensiunii măsurate. În figura 1.47 se prezintă schema electrică de principiu pentru această aplicație. Considerînd comparatorul ideal, se poate scrie relația:

$$V_{IN} = 2,5 \text{ k}\Omega \times (I_o - \bar{I}_o)$$

$$I_o + \bar{I}_o = \frac{255}{256} I_{REF}$$

se obține

$$V_{IN} = \frac{2,5 \text{ k}\Omega}{256} I_{REF} (2N - 255),$$

unde N este valoarea numerică a curentului binar de 8 biți din intrarea convertorului. Ținînd seama de ultima relație, tensiunea diferențială din intrare, V_{IN} , este proporțională cu numărul $(2N - 255)$, astfel informația logică la ieșire (8 biți) are următoarea semnificație: bitul B_1 (MSB) reprezintă pola-

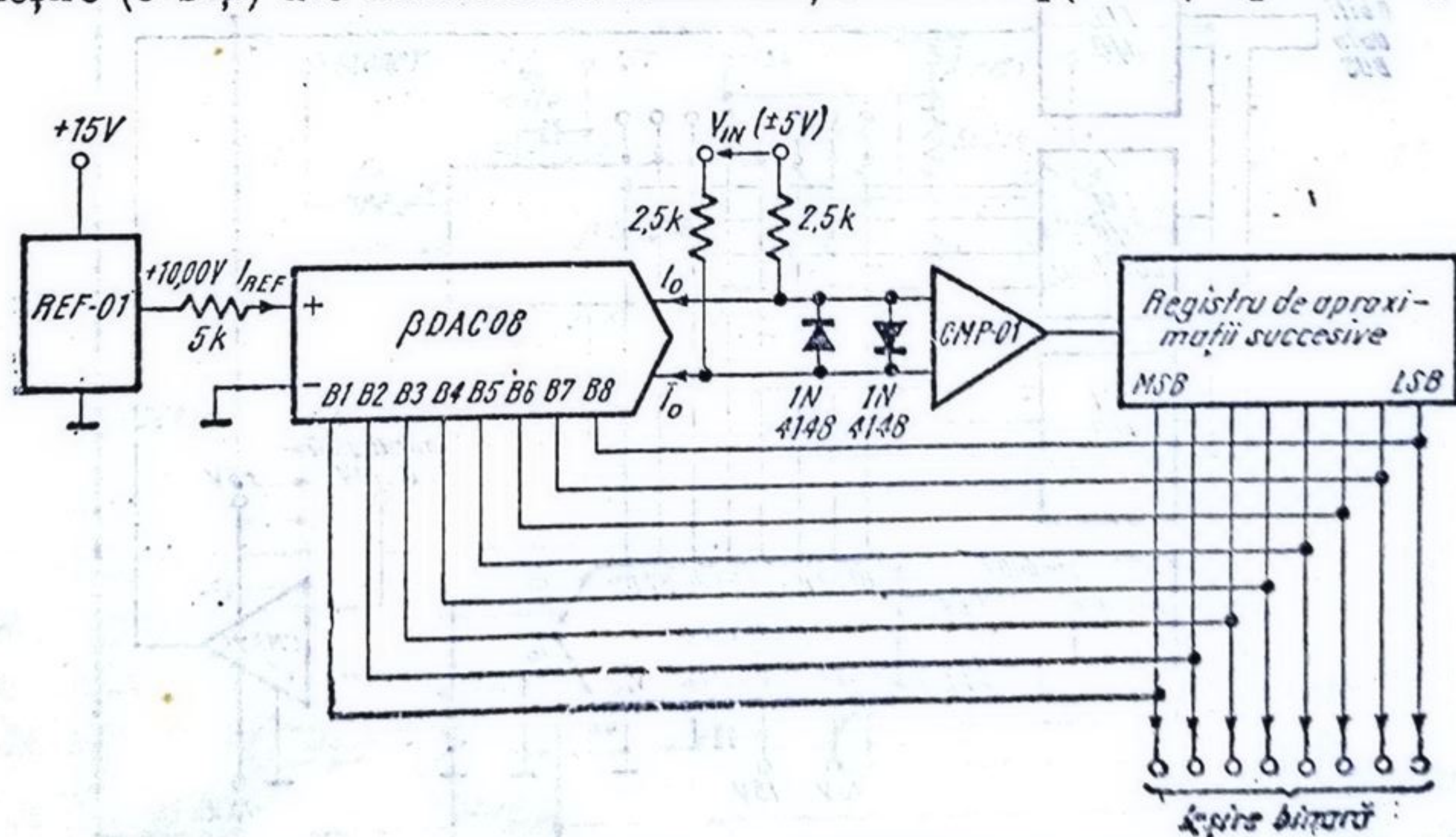


Fig. 1.47. Conversie A/D diferențială.

ritatea tensiunii ($B_1 = 1$ pentru semnul plus și $B_1 = 0$ pentru semnul minus) iar valoarea tensiunii este dată de numărul zecimal atașat numărului binar de 8 biți, B_2, B_3, \dots, B_8 , 1 dacă semnul este plus respectiv $\bar{B}_2, \bar{B}_3, \dots, \bar{B}_8$, 1 dacă semnul este minus. Pentru cazul $V_{IN} = 0$ se obține la ieșire informația binară corespunzătoare valorilor $N = 127$ și $N = 128$, ceea ce înseamnă că rezultatul conversiei A/D diferențiale are eroarea $\pm \frac{2,5 \text{ k}\Omega}{256} I_{REF} \approx \pm 20 \text{ mV}$.

Această schemă de conversie prezintă avantajul unei intrări diferențiale; pentru funcționare corectă tensiunea diferențială trebuie să fie în domeniul $\pm 5 \text{ V}$ iar tensiunea de mod comun în domeniul $\pm 5 \text{ V}$ (dacă tensiunea diferențială este în domeniul $\pm 10 \text{ V}$ trebuie ca rezistențele din intrare să fie de $5 \text{ k}\Omega$ în loc de $2,5 \text{ k}\Omega$ iar tensiunea de mod comun să fie 0 V).

Dacă viteza de conversie nu este critică, conversia A/D se poate face cu numărare bidirecțională.

1.6.7. Sistem de conversie A/D controlat de microprocesor

• Configurația generală a sistemului

Datorită capacității convertorului β DAC 08 de a funcționa la tensiuni reduse de alimentare ($\pm 5 \text{ V}$) și de interfațare cu orice tip de logică, acesta este foarte potrivit în sistemele cu microprocesor. Un asemenea sistem

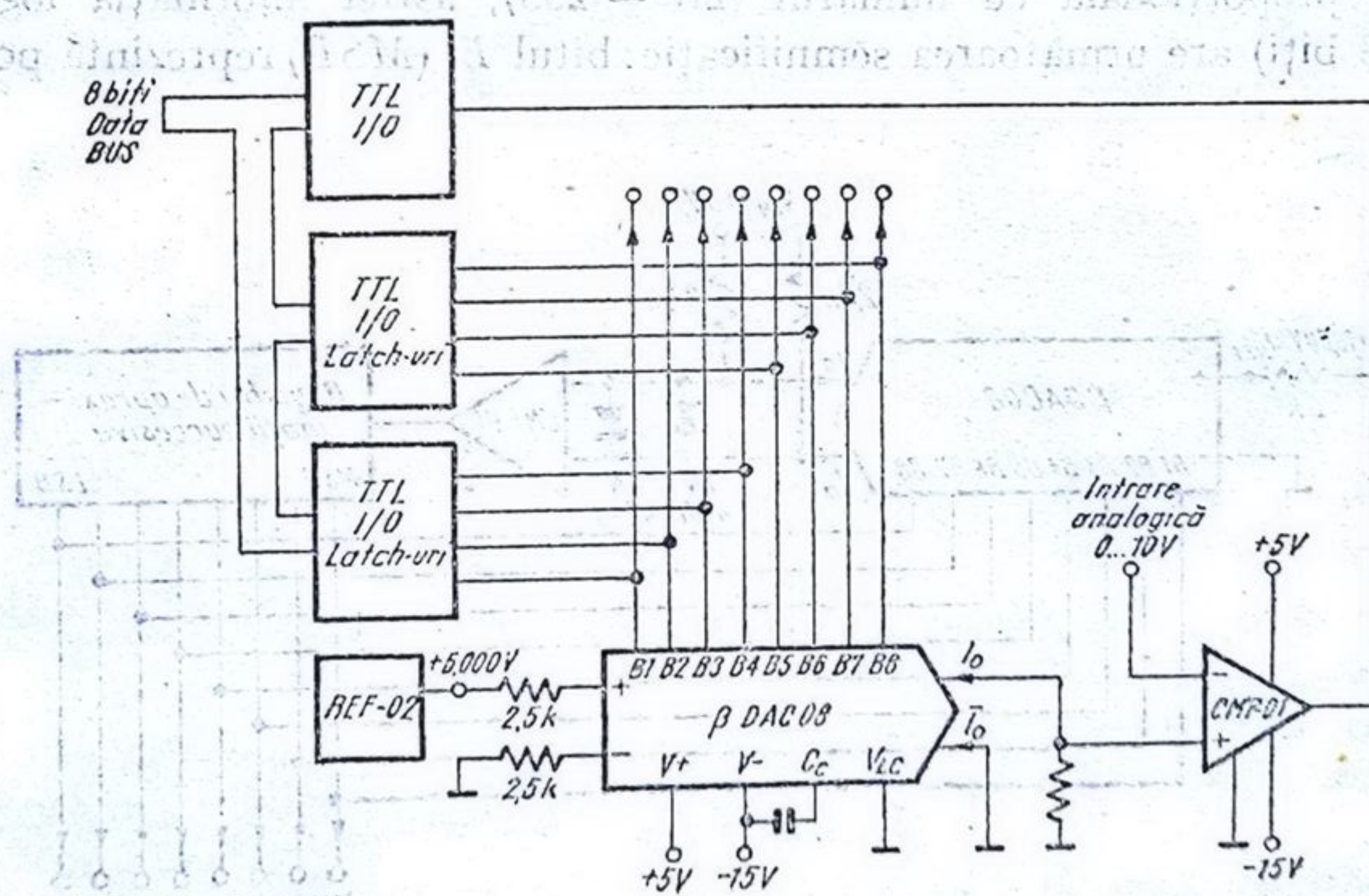


Fig. 1.48. Schema de principiu pentru sistem de conversie A/D controlat de microprocesor

este prezentat în figura 1.48. Acest sistem realizează conversia A/D a unui semnal analogic cu valori între 0 și +10 V, în informație binară de 8 biți ce reprezintă rezultatul conversiei. Controlul conversiei A/D este făcut de microprocesor prin intermediul unei interfețe logice; programând memoria ROM din sistem cu algoritmul pentru aproximații succesive sau algoritmul de urmărire, pentru conversia A/D, toată logica operației de conversie este furnizată de microprocesor. Aceasta este o cale necostisitoare ca preț și realizare fizică deoarece nu mai sînt necesare obișnuitele circuite logice componente ale sistemului de conversie A/D fără microprocesor.

● *Conversia A/D utilizînd β DAC 08 controlat cu microprocesorul 8080 A.*

În această aplicație se prezintă o metodă simplă, de preț scăzut, pentru conversie A/D de 8 biți utilizînd convertorul β DAC 08 și microprocesorul 8080 A. Cu ajutorul unui program optim s-a reușit eliminarea circuitelor periferice de separare. Ușor de extins la conversie de 10 sau 12 biți, metoda prezentată poate fi implementată și pentru alte microprocesoare care au altă distribuție pentru calea de adrese și calea de date.

Acest sistem folosește capacitatea microprocesorului 8080 A de a simula schema logică pentru aproximații succesive. Schema electrică pentru interfațarea convertorului β DAC 08 cu microprocesorul 8080 A este prezentată în figura 1.49. Ultimii cei mai puțin semnificativi opt biți ai bus-ului de adresă reprezintă date pentru intrările convertorului β DAC 08. În continuare se prezintă programul subrutinei ce realizează funcționarea sistemului:

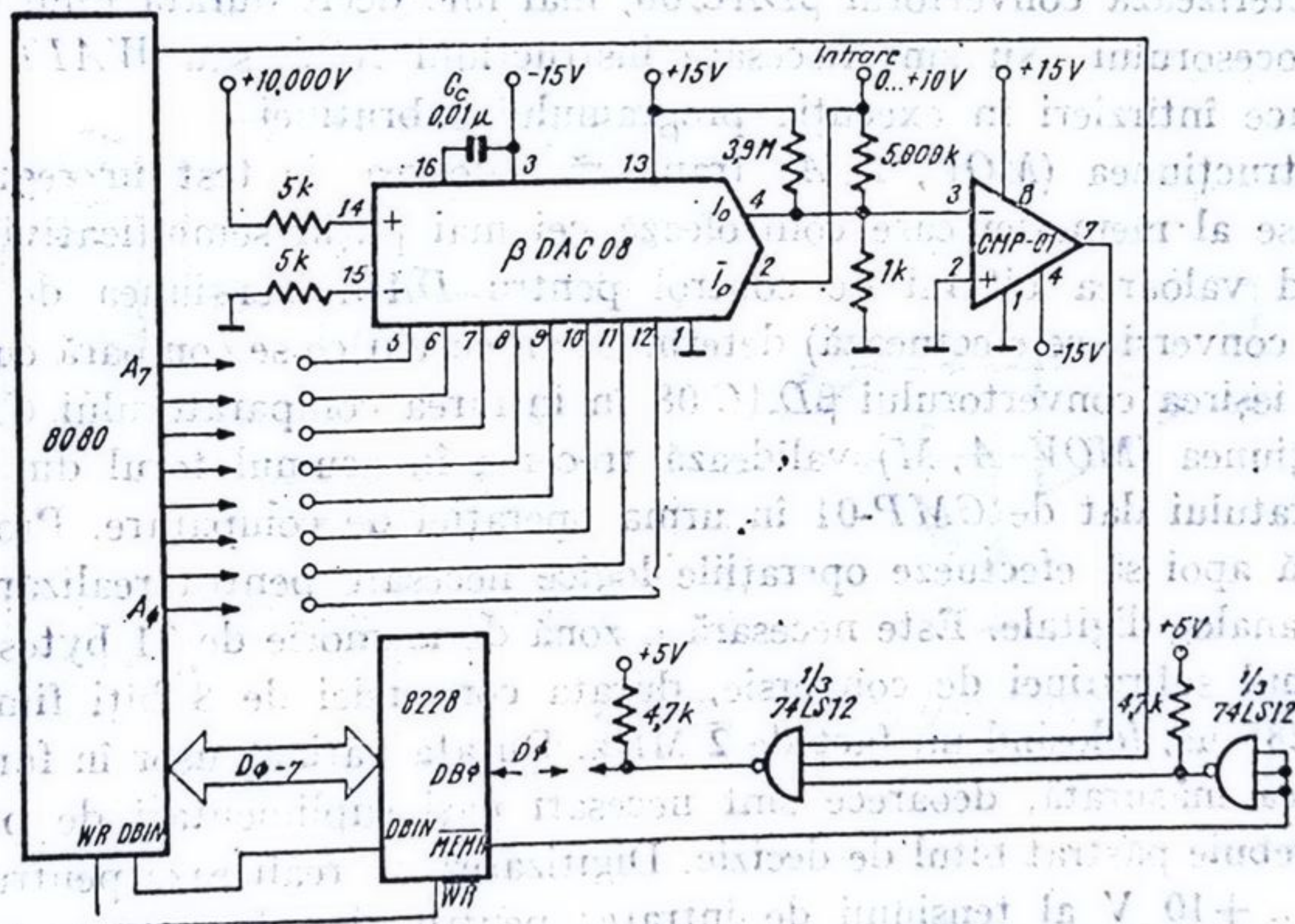


Fig. 1.49. Interfațarea convertorului β DAC 08 cu microprocesorul 8080 A.

START: *LXI B, 0800* ; se încarcă bitul *MSB* în registrul *B* și se re setează registrul *C*.
MOV A, B ; se transferă bitul *MSB* în acumulator
MOV H, A ; se setează bitul pentru *MEMORY MAP. I/O (A15)*
TEST: *ORA C* ; se adună valoarea ultimului test
MOV L, A ; se transferă testul curent în registrul *L*
MOV A, M ; se testează starea ieșirii comparatorului
ANA A ; se setează flag-urile
JPO TOOHI ; se devalidează bitul testului în curs
MOV A, B ; se primește bitul testului în curs
ORA C ; se face totalul pînă în acest moment
MOV C, A ; se păstrează totalul
TOOHI: *MOV A, B* ; se încarcă valoarea ultimului bit de test
RAR ; se rotește acumulatorul la dreapta (spre *LSB*)
MOV B, A ; se păstrează valoarea noului bit de test
JNC TEST ; se trece la adresa *TEST* dacă programul continuă
END ; rezultatul conversiei se află în registrul *C*

Acest mod de adresare apelează convertorul β DAC 08 ca o memorie ROM de tipul 256×1 . Timpul de conversie, interfața propriu-zisă și lungimea subrutinei de lucru sînt minimizate datorită timpului de stabilire scurt ce caracterizează convertorul β DAC 08, mai mic decît durata unui ciclu al microprocesorului. Nu sînt necesare instrucțiuni *NOP* sau *WAIT* pentru a produce întîrzieri în execuția programului subrutinei.

Instrucțiunea (*MOV, L, A*) transferă valoarea de test în registrul *L* de adrese al memoriei care controlează cei mai puțin semnificativi 8 biți, stabilind valoarea bitului de control pentru DAC. Tensiunea de intrare (a cărei conversie se efectuează) determină un curent ce se compară cu curențul din ieșirea convertorului β DAC 08 în intrarea comparatorului *CMP-01*. Instrucțiunea (*MOV A, M*) validează trecerea în acumulatorul din 8080 A a rezultatului dat de *CMP-01* în urma operației de comparare. Procesorul continuă apoi să efectueze operațiile logice necesare pentru realizarea conversiei analog-digitale. Este necesară o zonă de memorie de 21 bytes pentru programul subrutinei de conversie, durata conversiei de 8 biți fiind între 235 și 285 μ s, folosind un tact de 2 MHz. Durata variază ușor în funcție de tensiunea măsurată, deoarece sînt necesari pași suplimentari de program, dacă trebuie păstrat bitul de decizie. Digitizarea se realizează pentru domeniul 0 ... +10 V al tensiunii de intrare; pentru alte domenii se modifică valoarea rezistenței din intrarea analogică (în acest caz 5,000 k Ω).

1.6.8. Adunarea sau scăderea binară cu ieșire analogică

Asemenea operații se pot efectua folosind schema de principiu prezentată în figura 1.50. Deoarece cele două convertoare lucrează cu aceeași curenți de referință se poate exprima fiecare din curenții de ieșire ai acestora ca fiind produsul între valoarea zecimală a cuvântului logic din intrare și valoarea cuvântului de referință respectiv. Astfel se poate scrie:

$$I_{OA} = \frac{1}{256} N(A) \times I_{REF}, \quad I_{OB} = \frac{1}{256} N(B) \times I_{REF},$$

unde $N(X)$ este valoarea numerică zecimală a cuvântului logic X .

În funcție de poziția comutatorului K , se efectuează operația de adunare sau de scădere a curenților I_{OA} și I_{OB} . Tensiunea la ieșire, E_o , va avea expresia:

$$E_o = R_1(I_{OA} \pm I_{OB}) = R_1 I_{REF} [N(A) \pm N(B)] \frac{1}{256}$$

Vom considera pentru simplitate că $R_1 = R_2 = R$; cu această observație și ținând seama de relațiile

$$N(A) \pm N(B) = N(A \pm B) \quad \text{și} \quad V_{REF} = R I_{REF},$$

se obține

$$E_o = V_{REF} N(A \pm B) \frac{1}{256},$$

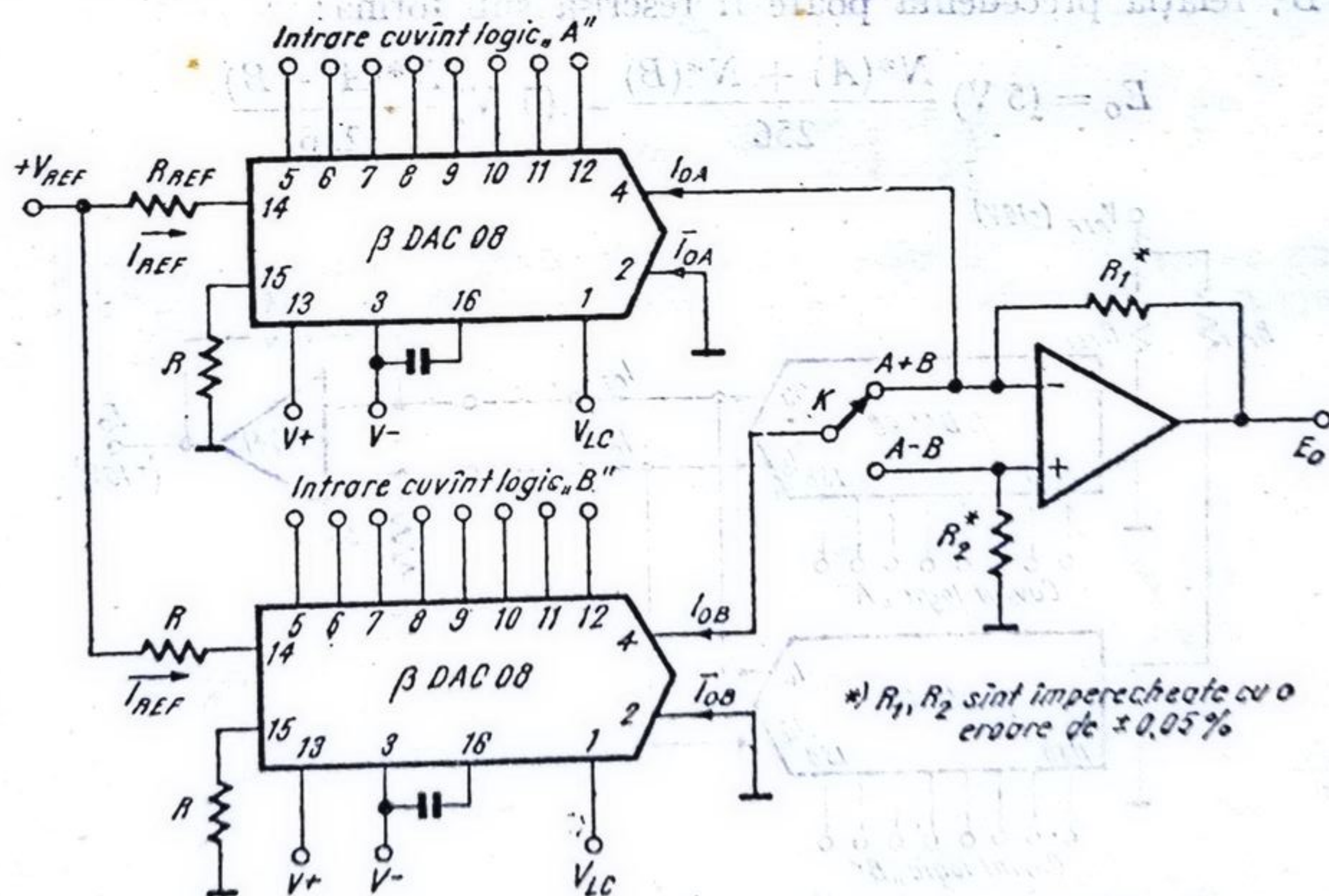


Fig. 1.50. Adunare sau scădere binară cu ieșire analogică.

adică tensiunea la ieșire corespunde operației de adunare sau scădere între cuvintele logice A și B .

Operația aritmetică în cadrul conversiei D/A are o durată determinată de suma între timpul de stabilire al convertorului (100 ns) și al amplificatorului utilizat în conversia curent/tensiune din ieșire. Asemenea operații aritmetice se pot efectua între cuvinte logice aparținând unor familii logice diferite, în acest caz se aplică tensiuni pentru controlul pragului logic, V_{LO} , de valori corespunzătoare.

Datorită ieșirii în tensiune, mărimea de la ieșire, E_o , furnizează și semnul operației aritmetice prin polaritatea acestei tensiuni. În sfârșit, această schemă realizează un avantaj major față de alte scheme în cazul sistemelor cu prelucrări numerice și reconstituiri de semnale analogice, deoarece asemenea funcții sînt obținute cu un număr minim de componente.

1.6.9. Adunare binară în patru cadrane cu ieșire analogică

În figura 1.51 este prezentată schema electrică de principiu care realizează suma algebrică (cu semn) a două numere binare, ieșirea schemei fiind analogică (în tensiune). Astfel pentru tensiunea de ieșire E_o se poate scrie relația:

$$E_o = (5 \text{ V}) \frac{[2N(A) - 255] + [2N(B) - 255]}{256}$$

unde $N(A)$ și $N(B)$ reprezintă valoarea numerică zecimală a numerelor binare A și B ; relația precedentă poate fi rescrisă sub forma:

$$E_o = (5 \text{ V}) \frac{N^*(A) + N^*(B)}{256} = (5 \text{ V}) \frac{N^*(A + B)}{256}$$

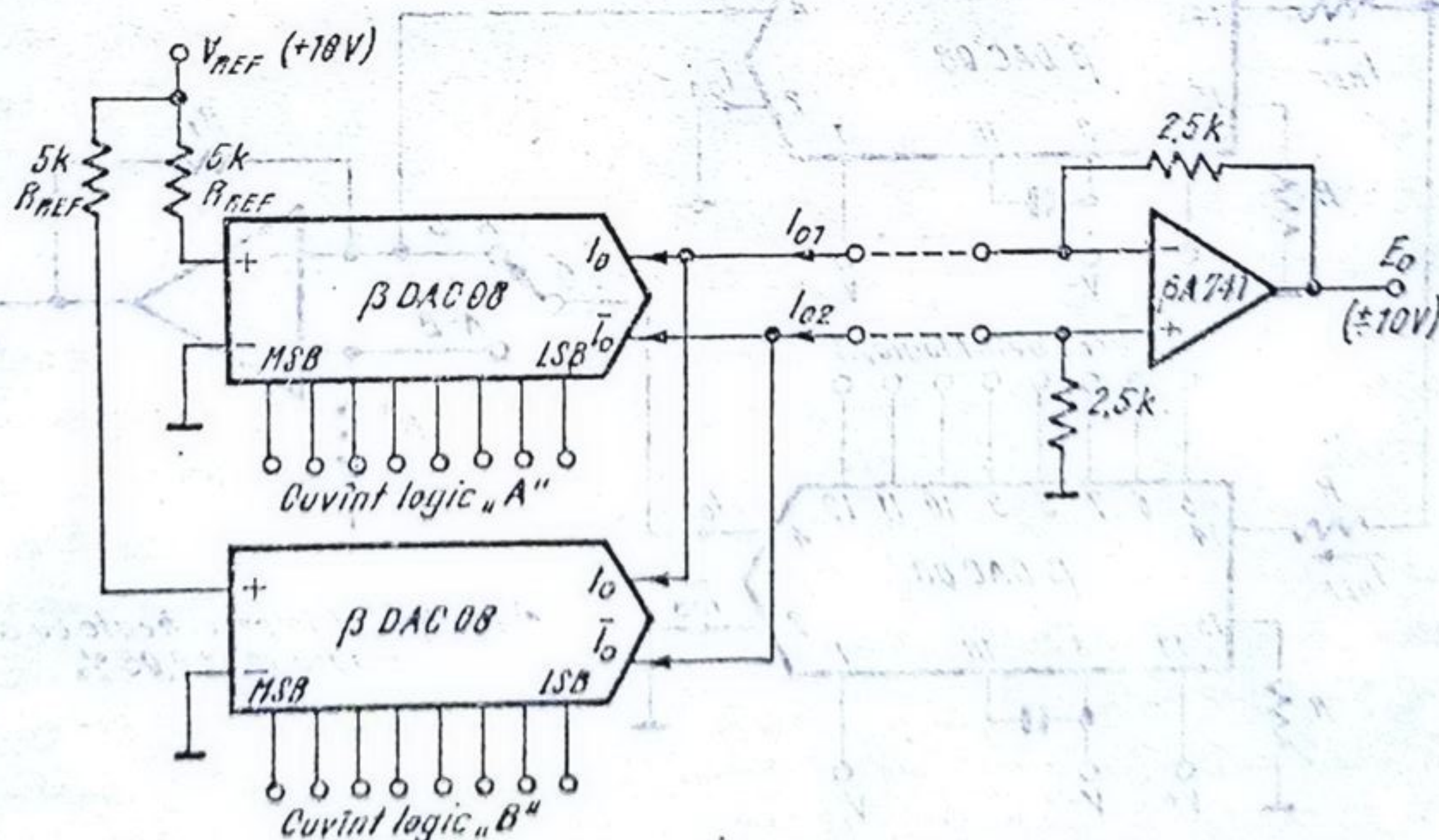


Fig. 1.51. Adunare binară în patru cadrane (schemă de principiu).

unde $N^*(A)$ și $N^*(B)$ sînt valorile numerice zecimale determinate astfel: se consideră cuvintele binare la intrări $A = A_1, A_2, \dots, A_8, B = B_1, B_2, \dots, B_8$, atunci semnele pentru N^* sînt date de bitul *MSB* (A_1 respectiv B_1); dacă A_1 sau $B_1 = 1$ atunci semnul este plus și valorile $N^*(A), N^*(B)$ corespund numerelor binare $A_2, A_3, \dots, A_8, 1$ respectiv $B_2, B_3, \dots, B_8, 1$ iar pentru $A_1, B_1 = 0$ semnul este minus și valorile $N^*(A), N^*(B)$ corespund numerelor binare $\bar{A}_2, \bar{A}_3, \dots, \bar{A}_8, 1$ respectiv $\bar{B}_2, \bar{B}_3, \dots, \bar{B}_8, 1$.

Relația precedentă ne arată că tensiunea la ieșire E_0 este proporțională cu suma algebrică a cuvintelor binare A și B .

1.6.10. Înmulțirea a două cuvinte binare cu ieșire analogică (într-un singur cadran)

Produsul digital a două cuvinte de 8 biți se poate realiza cu schema de principiu prezentată în figura 1.52. Notînd cu $N(A)$ și $N(B)$ valoarea numerică a cuvintelor binare A și B se pot scrie relațiile:

$$I_{O1} = N(A) \frac{1}{256} I_{REF1},$$

$$I_{O2} = N(B) \frac{1}{256} I_{REF2},$$

Deoarece $I_{REF1} = \frac{V_{REF}}{R_1}$ iar $I_{REF2} = \frac{R_2}{R_3} I_{O1}$ se obține:

$$I_{O2} = N(A) N(B) \frac{V_{REF}}{R_1} \frac{R_2}{R_3} \left(\frac{1}{256} \right)^2$$

Relația precedentă ne arată că la ieșirea schemei se obține un curent, I_{O2} proporțional cu produsul valorilor numerice zecimale ale cuvintelor binare A și B .

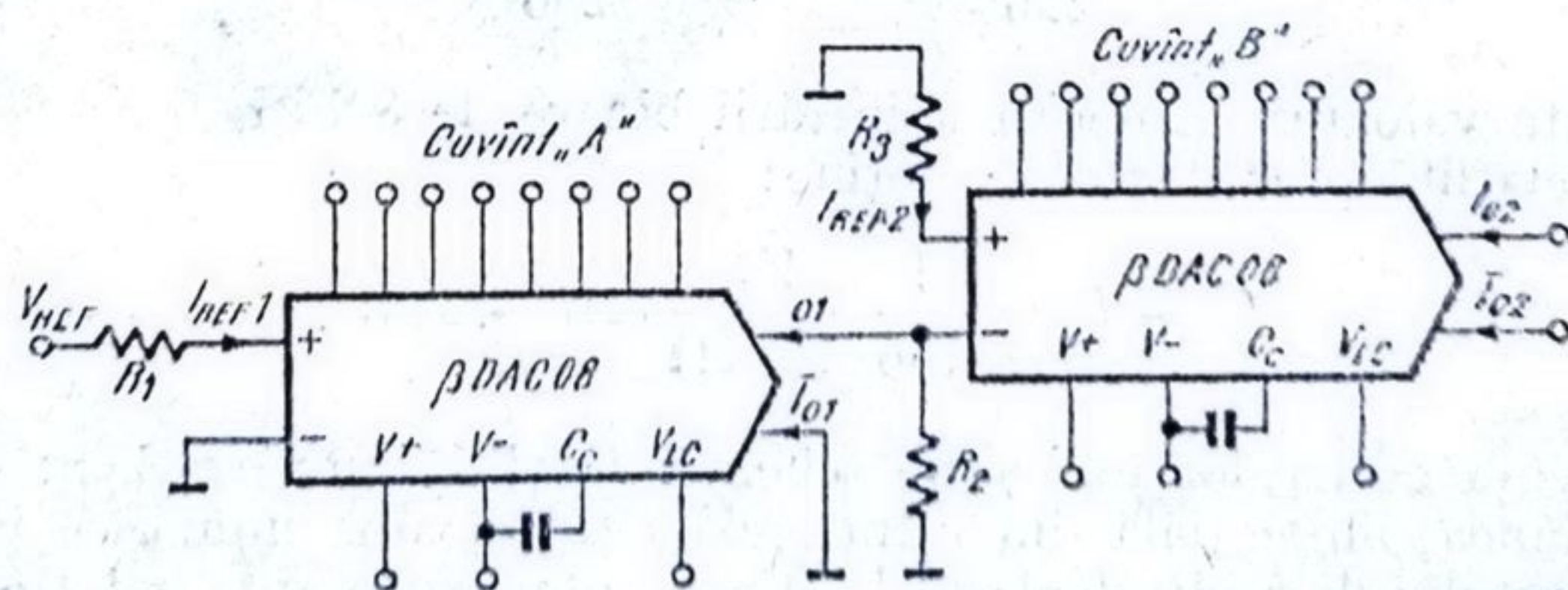


Fig. 1.52. Schema de principiu a unui multiplicator binar (2×8 biți) cu ieșire analogică.

Schema prezentată poate fi privită ca realizând controlul digital prin cuvântul binar A asupra mărimii la capăt de scală a curentului I_{FS} deoarece are expresia:

$$I_{FS2} = \frac{255}{256} \frac{N(A)}{256} \frac{V_{REF}}{R_1} \frac{R_2}{R_3}.$$

Pentru funcționarea corectă trebuie ca valorile curenților de referință I_{REF1} și I_{REF2} să nu depășească 4 mA; dacă se consideră $I_{REF1} = 2$ mA, trebuie ca $R_2/R_3 < 2$.

Acastă schemă se utilizează foarte eficient în cazul sistemelor ce prelucreză numeric valorile eșantionate din semnale analogice, după care se reconstituie semnalul rezultat în urma prelucrării, aceste funcții fiind realizate cu un număr minim de circuite.

1.6.11. Înmulțirea între o mărime analogică și un cuvânt logic, cu ieșire analogică

În cazul acestei operații de multiplicare cu ieșire analogică, polaritatea mărimii de ieșire este dată de produsul între polaritatea tensiunii de intrare, V_{IN} , și semnul intrării binare de 8 biți (bitul MSB este bitul de semn). Schema electrică de principiu este prezentată în figura 1.53; se pot scrie relațiile

$$V_{IN} = (I_{REF1} - I_{REF2}) \times 10 \text{ k}\Omega$$

$$I_O = I_{O1} + \bar{I}_{O2} = I_{O1} - I_{O2} + \frac{255}{256} I_{REF2}$$

$$I_O^* = \bar{I}_{O1} + I_{O2} = I_{O2} - I_{O1} + \frac{255}{256} I_{REF1}$$

$$I_{O1} = \frac{N}{256} I_{REF1}, \quad I_{O2} = \frac{N}{256} I_{REF2}$$

unde N este valoarea numerică a intrării binare de 8 biți.

Din relațiile precedente se obține:

$$I_O - I_O^* = \frac{1}{256} \frac{V_{IN}}{10 \text{ k}\Omega} (2N - 255)$$

Deci diferența curenților în ieșirile schemei I_O și I_O^* este egală cu produsul între tensiunea diferențială din intrare, V_{IN} și valoarea numerică ce corespunde cuvântului de 8 biți deplasat la stînga cu o poziție și avînd 1 pe ultima poziție din dreapta; adică considerînd valoarea numerică N pentru numărul binar B_1, B_2, \dots, B_8 valoarea numerică $(2N - 255)$ corespunde numărului

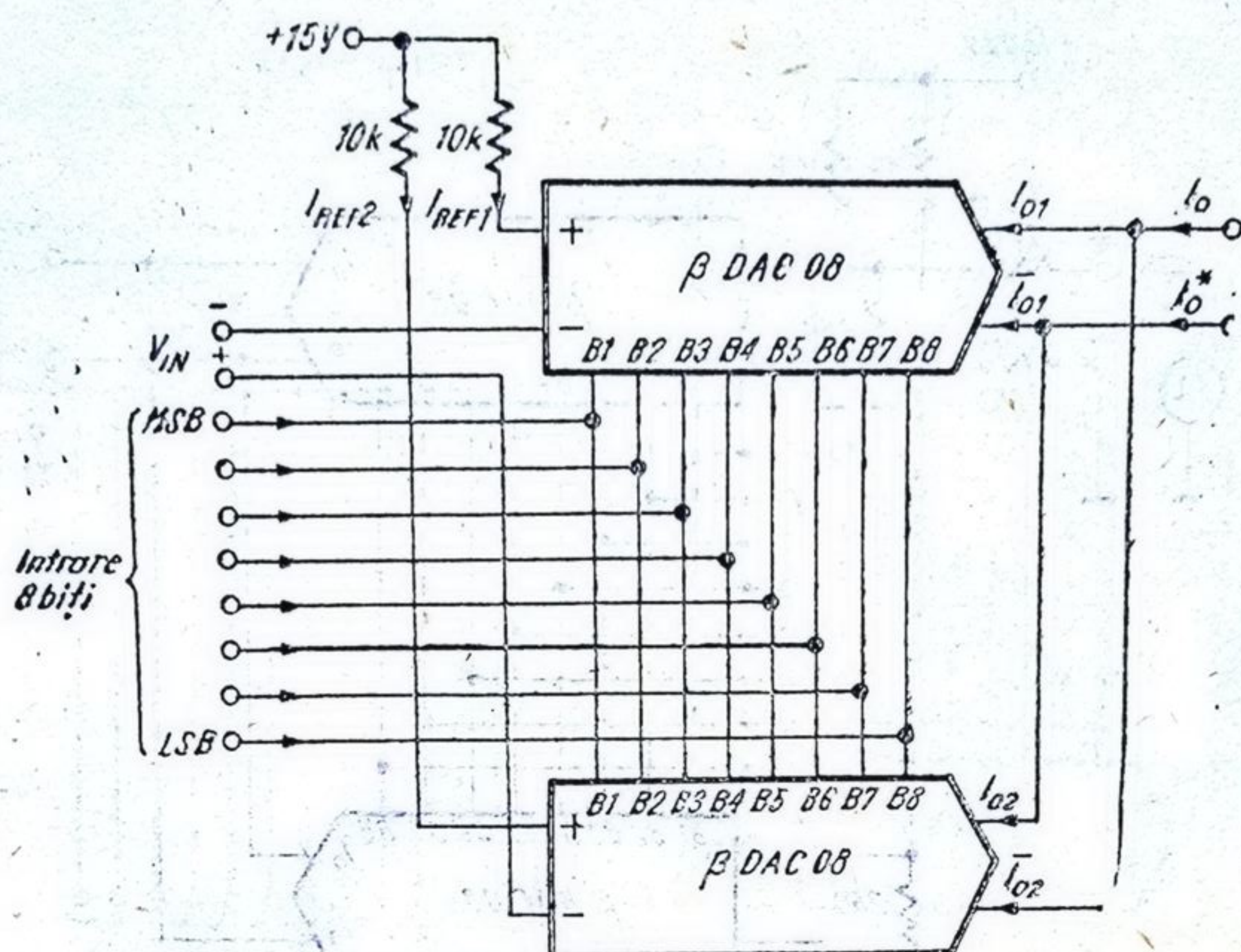


Fig. 1.53. Schema de principiu a multiplicatorului în patru cadrane.

binar B_1, B_2, \dots, B_8 . Acest număr binar de 9 biți corespunde unui număr de 8 biți plus semn. Semnul este dat de bitul MSB al cuvîntului de 8 biți din intrare, iar valoarea numerică corespunde cuvîntului de 8 biți B_2, B_3, \dots, B_8 , 1 dacă semnul este plus ($B_1 = 1$), respectiv cuvîntului de 8 biți $\bar{B}_2, \bar{B}_3, \dots, \bar{B}_8$, 1 dacă semnul este minus ($B_1 = 0$). Astfel diferența $I_O - I_O^*$ se poate exprima și sub forma

$$I_O - I_O^* = \frac{V_{IN}}{10 \text{ k}\Omega} (\pm N^*) \frac{1}{256},$$

unde semnul este $+$ dacă $B_1 = 1$, respectiv $-$ dacă $B_1 = 0$; valoarea numerică zecimală N^* corespunde numărului binar de 8 biți B_2, B_3, \dots, B_8 , 1 dacă $B_1 = 1$, respectiv $\bar{B}_2, \bar{B}_3, \dots, \bar{B}_8$, 1 dacă $B_1 = 0$.

Se observă că multiplicarea nu este perfectă deoarece nu există nici o configurație binară de 8 biți pentru care $I_O - I_O^*$ să se anuleze. Valoarea minimă se obține în cazul valorilor 127 și 128 pentru N :

$$I - I_O^* = \frac{V_{IN}}{10 \text{ k}\Omega} (\pm 1) \frac{1}{256}.$$

Acest multiplicator primește la intrare o tensiune diferențială ce dezechilibrează curenții de referință a căror valoare este determinată și de tensiunea de mod comun a intrărilor $(+)$, $(-)$ pe care se aplică tensiunea V_{IN} . Pentru funcționarea corectă a schemei este indicat ca tensiunea diferențială și tensiunea de mod comun să nu depășească $\pm 10 \text{ V}$.

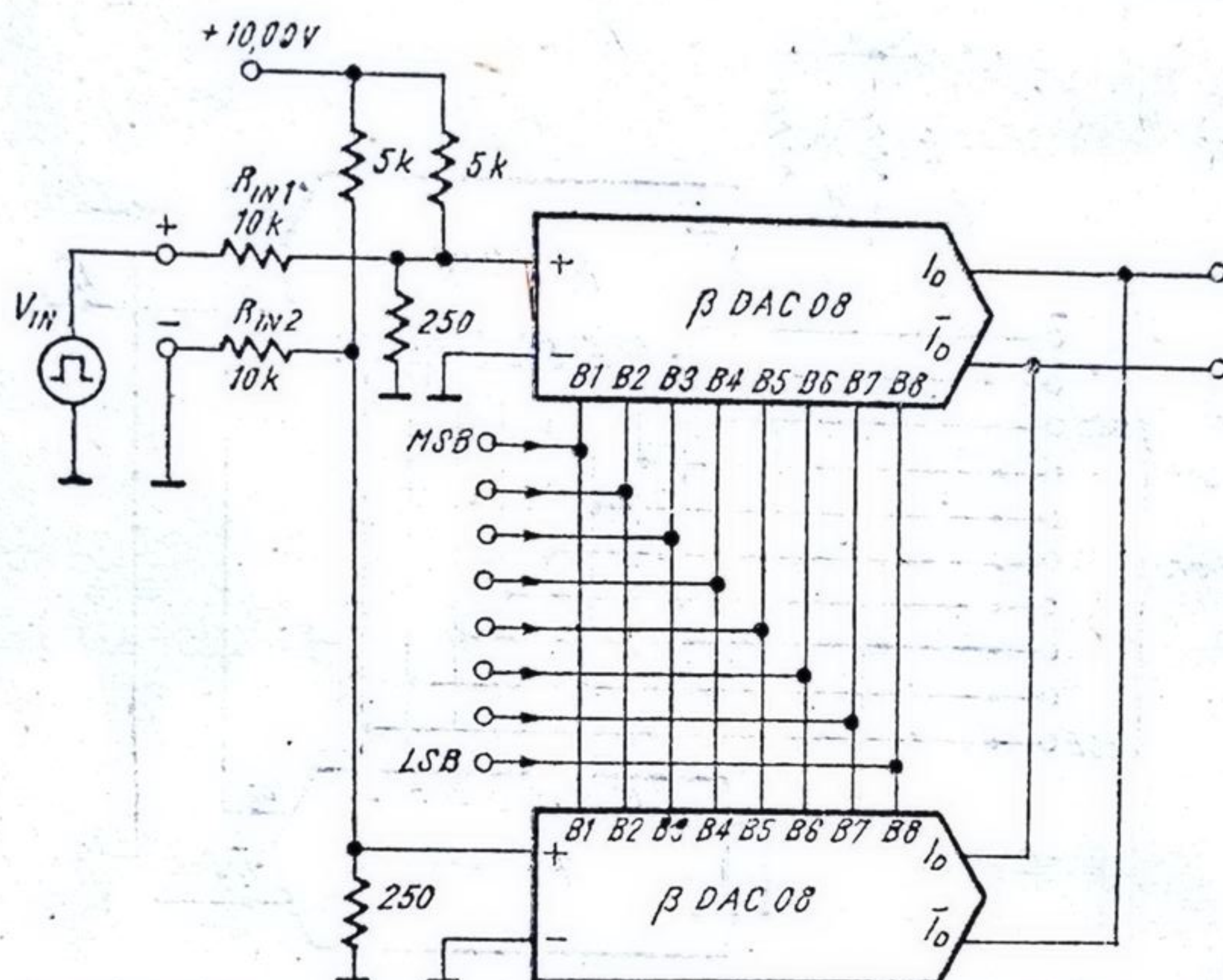


Fig. 1.54. Schema de principiu pentru multiplicator de viteză, în patru cadrane.

Ieșirea multiplicatorului este diferențială în curent, în ieșire nu este atașat un amplificator operațional deoarece în cele mai multe cazuri cele două ieșiri diferențiale comandă direct transformatoare, traductoare, linii de transmisie, punți, înfășurări de motoare.

În cele două ieșiri apare o componentă de mod comun de curent ce trebuie preluată de sarcina diferențială; o pereche de rezistențe împerecheate conectate în cele două ieșiri pot fi folosite pentru dirijarea către „masă” a curentului de mod comun al celor două ieșiri, în acest mod reducându-se excursia de tensiune de mod comun pentru acestea.

Deoarece tensiunea de intrare se aplică în intrările inversoare ale celor două convertoare, între aceste puncte apare o impedanță de valoare mare, ce favorizează prezența unei surse de tensiune cu impedanță internă nenulă.

În figura 1.54 se prezintă schema unui multiplicator de viteză în patru cadrane. Această aplicație utilizează capabilitatea convertorului β DAC-08 de a funcționa cu impulsuri în intrarea de referință. Rezistențele de intrare R_{IN1} și R_{IN2} pot avea valori peste 10 k Ω ; astfel pentru 100 k Ω tensiunea de intrare V_{IN} poate avea valori de ± 100 V, situație utilă în cazurile când există tensiuni de mod comun de valoare ridicată.

1.6.12. Înmulțirea a două cuvinte binare cu ieșire analogică (în patru cadrane)

Operația de multiplicare de viteză între două cuvinte binare de 8 biți, cu ieșire analogică necesită în mod normal câteva circuite logice și un convertor D/A. Schema prezentată în figura 1.55 realizează această funcție cu numai trei circuite.

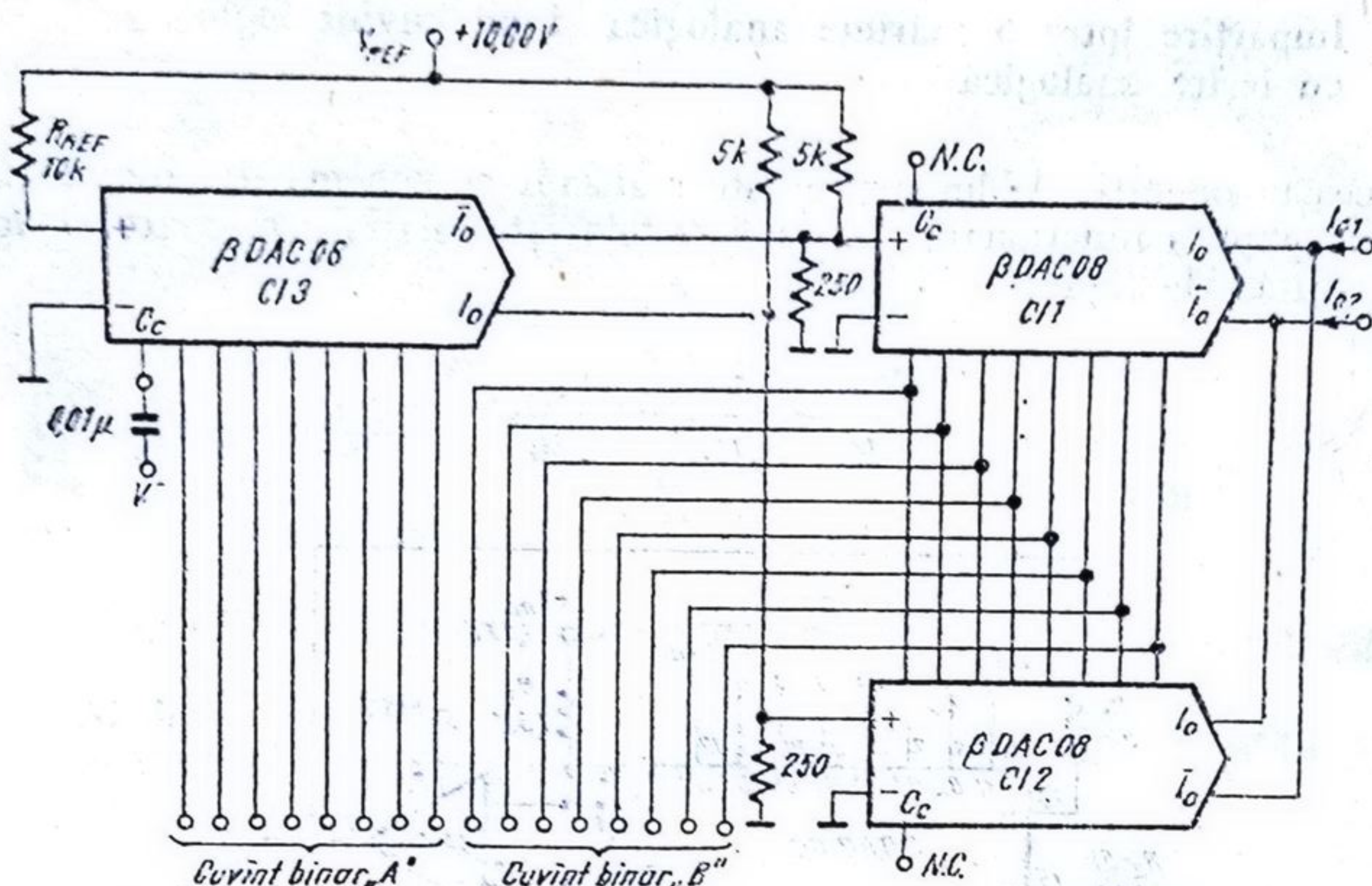


Fig. 1.55. Multiplicare binară în patru cadrane (schemă de principiu).

Convertoarele CI_1 și CI_2 sînt conectate ca în cazul aplicației 1.6.11 iar convertorul CI_3 asigură tensiunea pentru intrările de referință ale convertoarelor CI_1 și CI_2 , care depinde de cuvîntul binar A . Mărimea de ieșire este $I_{O1} - I_{O2}$, fiind utilizată pentru comanda unei sarcini diferențiale. Ținînd seama de figura 1.55 și de rezultatele obținute în § 1.6.11 se poate scrie:

$$I_{O1} - I_{O2} = \frac{V_{REF}}{R_{REF}} \frac{2N(A) - 255}{256} \frac{2N(B) - 255}{256},$$

unde $N(A)$ și $N(B)$ sînt valorile numerice zecimale pentru numerele binare A și B . Dacă cuvintele de 8 biți A și B se interpretează ca avînd bitul MSB bit de semn atunci relația precedentă se poate scrie astfel:

$$I_{O1} - I_{O2} = 1 \text{ mA} \frac{N^*(A) N^*(B)}{(256)^2},$$

unde $N^*(A)$ și $N^*(B)$ sînt valorile numerice cu semnul dat de bitul MSB al numerelor A și B ; considerînd $A = A_1, A_2, \dots, A_8$ și $B = B_1, B_2, \dots, B_8$, valorile numerice $N^*(A)$ și $N^*(B)$ sînt date de cuvintele de 8 biți $A_2, A_3, \dots, A_8, 1$ și $B_2, B_3, \dots, B_8, 1$, dacă $A_1 = 1$ $B_1 = 1$ (pentru semnul plus) respectiv de cuvintele $\bar{A}_2, \bar{A}_3, \dots, \bar{A}_8, 1$ și $\bar{B}_2, \bar{B}_3, \dots, \bar{B}_8, 1$, dacă $A = 0$, $B = 0$ (pentru semnul minus).

1.6.13. Împărțire între o mărime analogică și un cuvânt logic cu ieșire analogică

Această operație de împărțire este realizată cu schema din figura 1.56. Pentru a explica funcționarea schemei se folosește relația următoare, dedusă ținând seama de figura 1.56,

$$\frac{V_{REF}}{R_3} = \frac{V_o}{R_1} [A] \frac{1}{256},$$

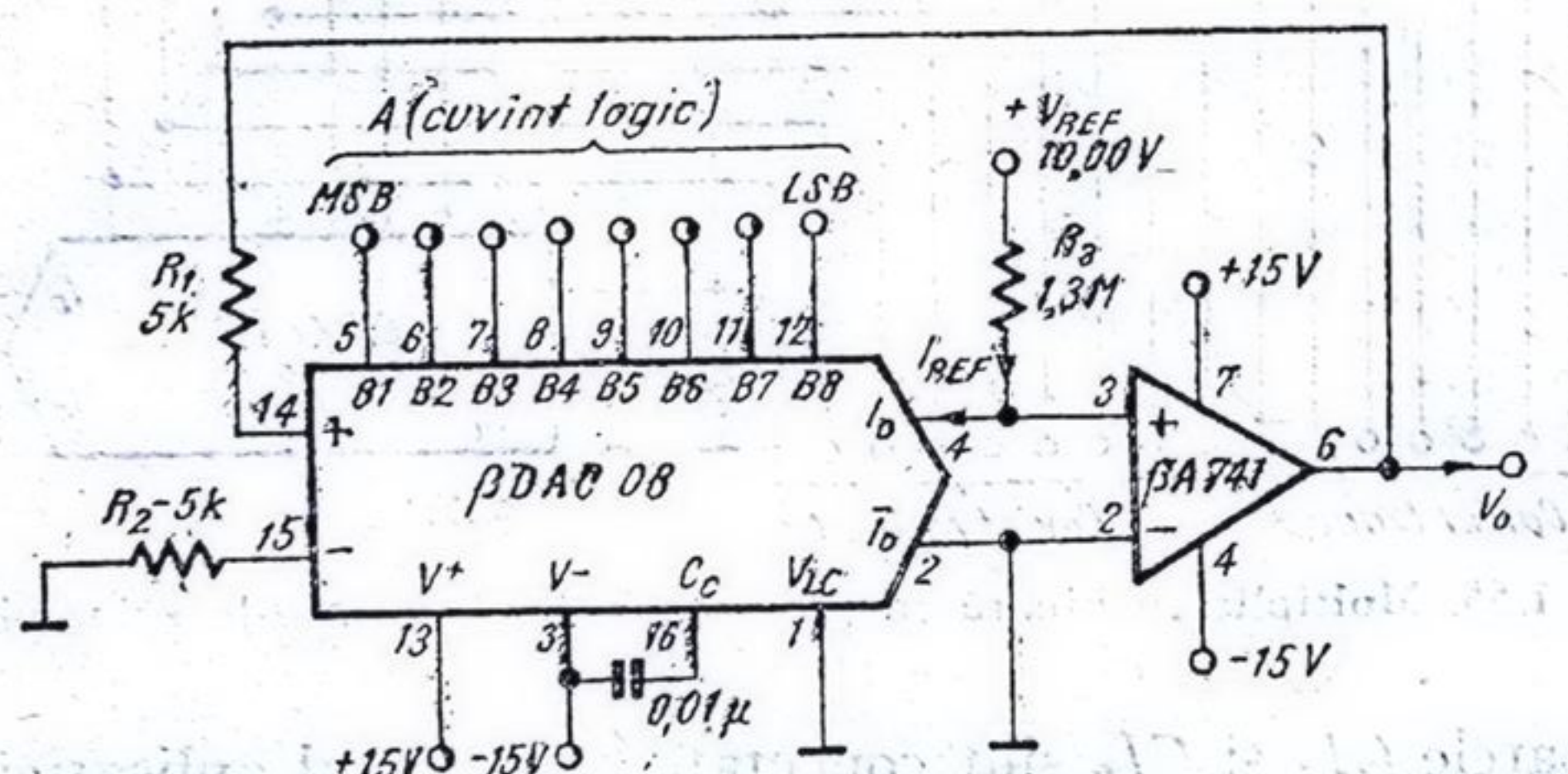


Fig. 1.56. Circuit pentru împărțirea între o mărime analogică și un cuvânt logic, cu ieșire analogică.

unde $[A]$ este valoarea numerică zecimală a cuvântului logic aplicat în cele opt intrări; $[A]$ ia valori între 0 și 255.

Din relația precedentă se obține:

$$V_o = 256 \frac{R_1}{R_3} V_{REF} \frac{1}{[A]}.$$

Alegând tensiunea V_{REF} în mod convenabil, se obține pentru tensiunea de la ieșire o variație între 10 V și 40 mV, în funcție de configurația logică a celor opt intrări.

1.6.14. Împărțire între două cuvinte logice cu ieșire analogică

Schema electrică a circuitului care realizează această operație de împărțire între două cuvinte logice de 8 biți este prezentată în figura 1.57. Se observă că se regăsește circuitul de împărțire prezentat în figura 1.57 în § 1.6.13, deci

$$V_o = \frac{256}{[A]} \frac{R_1}{R_3} V_{REF}.$$

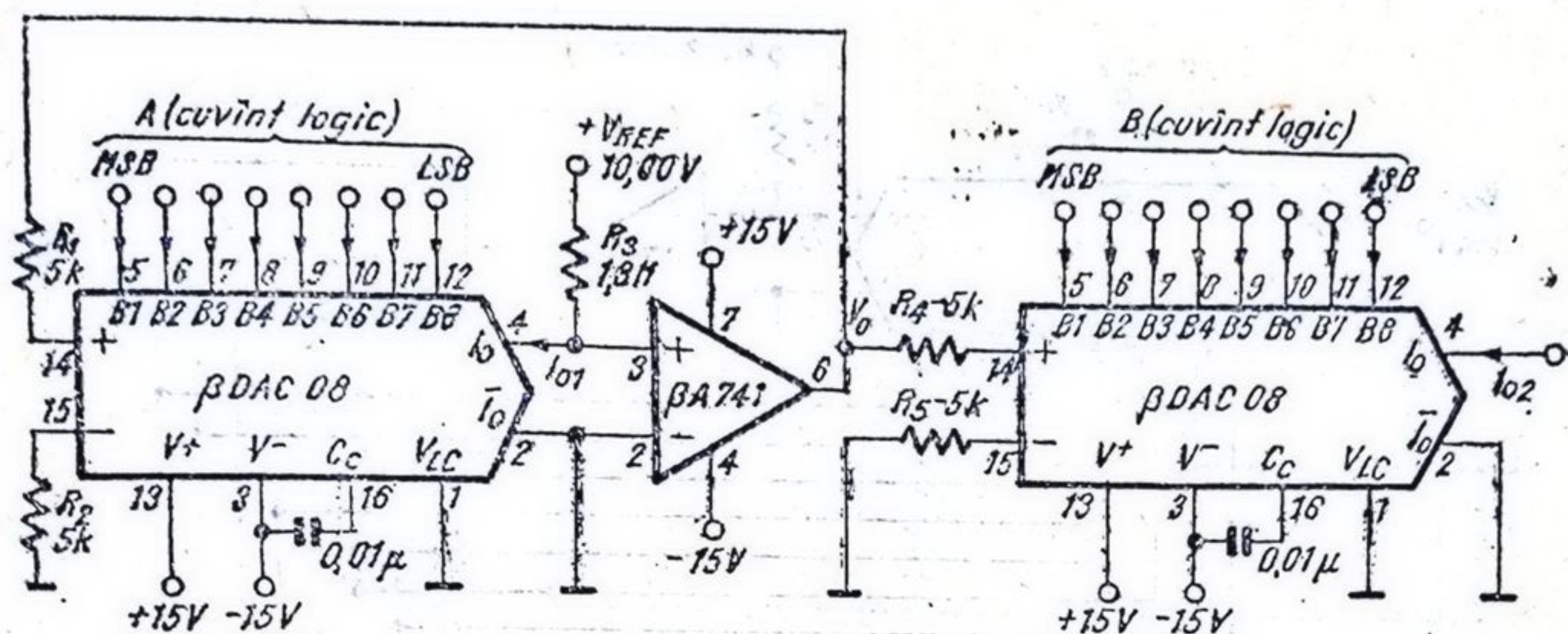


Fig. 1.57. Circuit pentru împărțire între două cuvinte logice cu ieșire analogică.

Al doilea convertor, $\beta DAC08$ din schemă, furnizează în ieșire curentul I_{O2} , pentru care se poate scrie relația:

$$I_{O2} = \frac{V_o}{R_4} [B] \frac{1}{256}$$

Ținând seama de expresia lui V_o , se obține:

$$I_{O2} = \frac{V_{REF}}{R_4} \frac{R_1}{R_3} \frac{[B]}{[A]} = K \frac{[B]}{[A]}$$

În funcție de configurația logică a cuvintelor A și B , curentul la ieșirea schemei, I_{O2} , variază între $8 \mu A$ și $2 mA$, fiind proporțional cu raportul valorilor numerice $[B]$ și $[A]$.

1.6.15. Raportul a două tensiuni analogice (într-un singur cadran) cu ieșire binară

În figura 1.58 este prezentată schema electrică a circuitului care realizează împărțirea între două mărimi analogice (tensiunile V_{REF} și V_{IN}) și conversia A/D a acestui raport.

Curentul la ieșirea convertorului $\beta DAC08$, I_O , este comparat cu curentul I_{IN} furnizat de tensiunea V_{IN} prin rezistența R_3 ; prin intermediul comparatorului și a Registrului de Aproximații Succesive este controlat curentul I_O astfel încât bucla de reacție negativă conduce la egalitatea celor doi curenți I_O și I_{IN} . În acest caz se poate scrie relația:

$$I_{IN} = \frac{V_{IN}}{R_3} = I_O = \frac{V_{REF}}{R_1} \frac{[C]}{256}$$

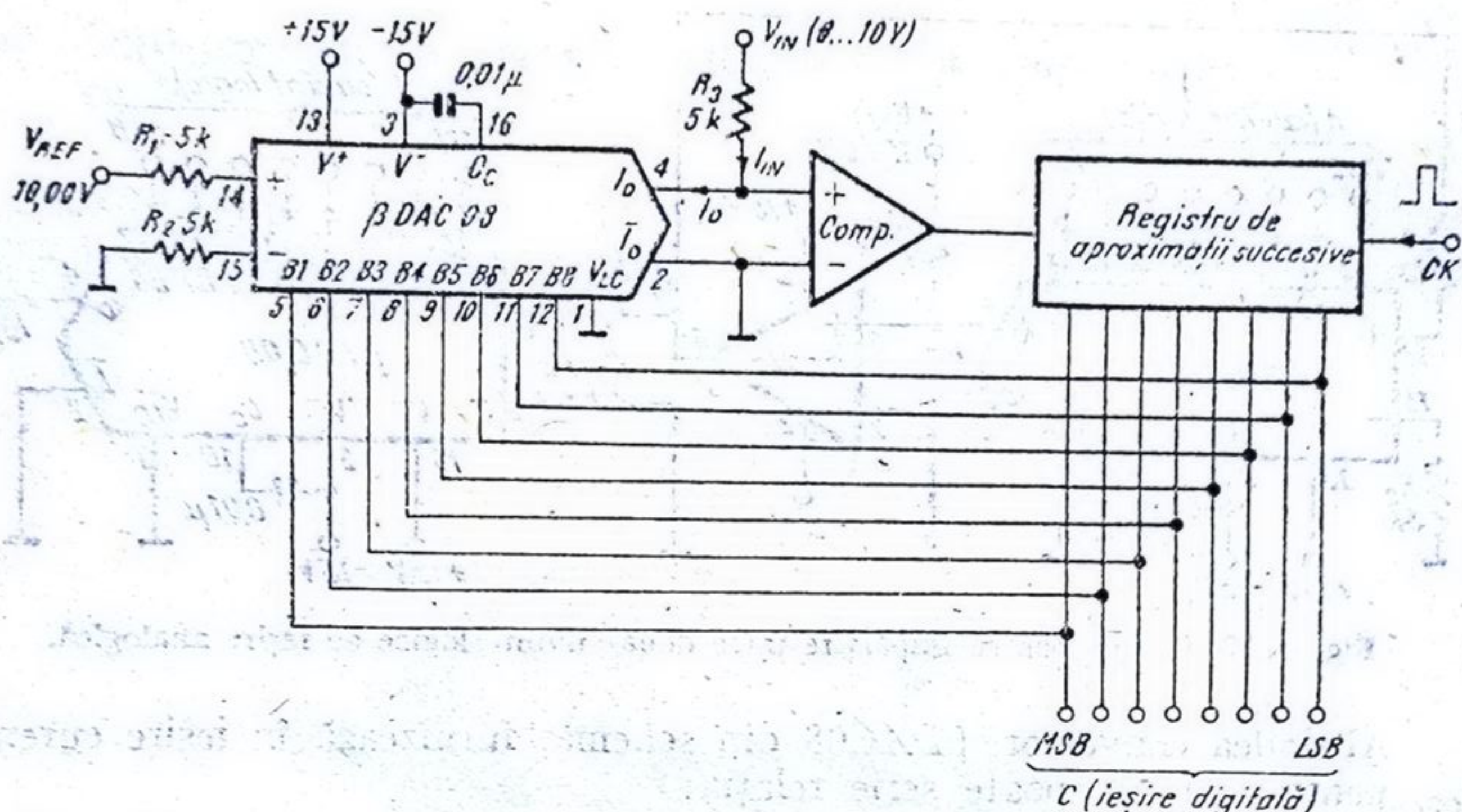


Fig. 1.58. Circuit pentru conversia digitală a raportului a două mărimi analogice.

unde $[C]$ este valoarea numerică zecimală a cuvîntului logic de 8 biți furnizat a ieșire, C .

Din relația precedentă se obține:

$$[C] = \frac{V_{IN}}{V_{REF}} \frac{R_1}{R_3} 256 = K \frac{V_{IN}}{V_{REF}},$$

adică valoarea numerică a ieșirii binare este proporțională cu raportul V_{IN}/V_{REF} . În cazul acestei scheme, tensiunea V_{REF} este constantă, și trebuie ca limita superioară a domeniului de valori pe care îl parcurge tensiunea V_{IN} să fie egală cu tensiunea V_{REF} , pentru o funcționare corectă.

1.6.16. Raportul a două tensiuni analogice (în patru cadrane) cu ieșire binară

Schema electrică de principiu prezentată în figura 1.59 realizează conversia binară a raportului a două tensiuni diferențiale; această schemă este o combinație între schemele din figurile 1.53 și 1.58. Notînd cu N numărul atașat cuvîntului binar de 8 biți de la ieșire, se poate scrie relația:

$$\frac{V_x}{V_y} = \frac{2N - 255}{256}.$$

Astfel rezultatul conversiei poate fi interpretat astfel: în funcție de polaritatea raportului V_x/V_y bitul $B1$ (MSB) al ieșirii este 1 pentru semnul plus

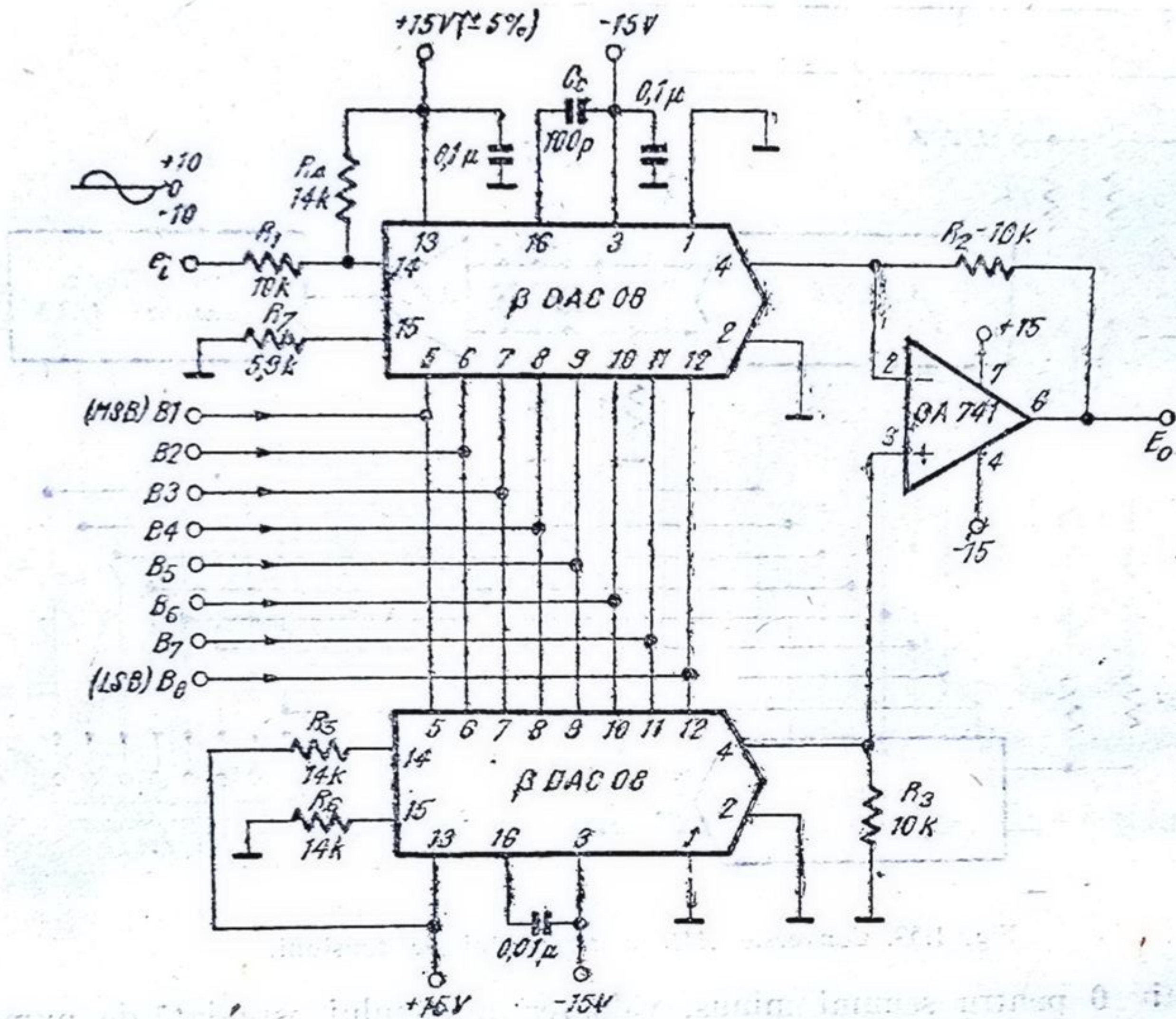


Fig. 1.60. Atenuator programabil cuplat în curent continuu.

Relația precedentă arată că ieșirea poate fi cuplată în curent continuu (deoarece componenta continuă a fost compensată), iar amplificarea atenuatorului programabil depinde de raportul R_2/R_1 .

Se observă condițiile necesare pentru o funcționare corectă a schemei:

- Amplitudinea tensiunii sinusoidale (E_i) verifică relația

$$\frac{15V}{R_4} - \frac{E_i}{R_1} > 0;$$

- Rezistențele R_2, R_3, R_4, R_5 satisfac relația

$$\frac{R_2}{R_4} - \frac{R_3}{R_5} = 0.$$

Acest atenuator programabil funcționează cu performanțe foarte bune de distorsiuni pentru gama frecvențelor audio (0 ... 20 kHz), considerând pentru capacitatea de compensare (C_a) valoarea de 100 pF.

1.6.18. Atenuator programabil pentru aplicații audio

Schema electrică pentru această aplicație este prezentată în figura 1.61. Aceasta conține în esență schema prezentată în § 1.6.17 în figura 1.60, plus partea logică de comandă a convertoarelor de 8 biți.

Funcția de atenuare a semnalului audio din intrare, v_{IN} , este realizată prin intermediul celor două convertoare $\beta DAC 08$, tensiunea alternativă obținută la ieșirea convertorului este o fracțiune din tensiunea de intrare, corespunzător stărilor logice ale celor 8 biți de comandă.

Cele două registre de deplasare de 4 biți, *CDB 495*, formează un registru de 8 biți ce dă comenzile pentru convertoare. Acest registru se umple cu 1 logic sau 0 logic, corespunzător comenzilor de deplasare dreapta sau stînga furnizate de restul schemei. Considerînd că s-a realizat inițializarea registrului de deplasare, cele 8 ieșiri ale sale vor fi în starea logică 1. Printr-o comandă adecvată (*VOLUM MĂRIT*) se introduce în registru valoarea logică 0 de la dreapta spre stînga. Deoarece este folosită ieșirea complementară de curent, \bar{I}_0 , considerînd că s-a umplut registru pe o lungime de k poziții de la dreapta la stînga ($k \leq 8$), tensiunea v_o îndeplinește relația:

$$v_o = \frac{2^k - 1}{2^8 - 1} v_{IN}.$$

Dacă se aproximează $\frac{2^k - 1}{2^8 - 1}$ cu 2^{k-8} , relația precedentă conduce la următorul rezultat:

$$\log_2 v_o \simeq (k - 8) + \log_2 v_{IN}.$$

Se observă că logaritmul tensiunii de ieșire crește liniar cu numărul k , obținîndu-se astfel funcția unui potențiometru logaritmnic sau atenuator de volum audio. Deoarece relația precedentă se bazează pe aproximația prezentată mai sus se spune că această schemă este echivalentă cu un potențiometru pseudo-logaritmnic.

O dată cu creșterea volumului (semnalul de control „*VOLUM MĂRIT*” este în starea logică 0), deci cu deplasarea valorii 0 logic către stînga, se obțin și comenzile pentru blocul de afișaj, astfel încît pozițiile stinse sînt corespunzătoare nivelului de atenuare a semnalului audio (cînd toate *LED*-urile sînt aprinse atenuarea este minimă adică volum maxim).

Cele două semnale de tact CK_1 și CK_2 corespunzătoare deplasării la dreapta și la stînga sînt date de oscilatorul realizat cu $\beta E 555$; acesta are două regimuri de funcționare. Un regim *la pornire*, cînd se generează un semnal cu o frecvență de ordinul sutelor de Hertzi, și al doilea regim de funcționare (regimul *normal*) cînd este furnizat un semnal cu frecvența de ordinul unei fracțiuni de Hertz.

Comenzile pentru creșterea sau micșorarea semnalului la ieșire sînt date prin intrările logice „*VOLUM MĂRIT*” și „*VOLUM MICȘORAT*” (vezi figura 1.61); aceste intrări sînt active pentru starea logică 0.

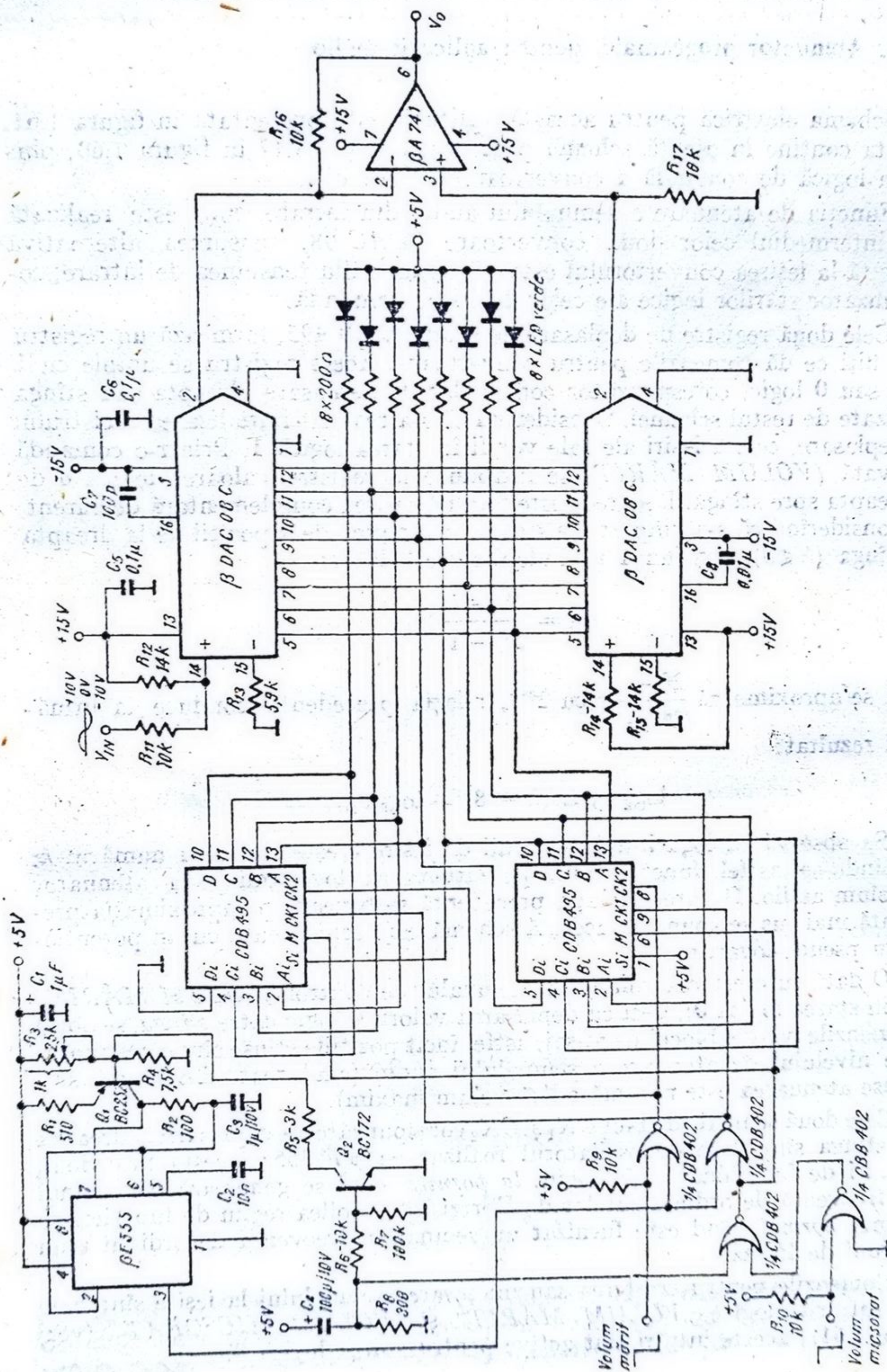


Fig. 1.61. Atenuator programabil pentru aplicații audio.

Regimul de pornire al oscilatorului are o durată de ordinul constantei de timp a grupului C_4, R_8 : $\tau_p = C_4 R_8 = 30$ ms; pe această perioadă trebuie ca oscilatorul să furnizeze cel puțin opt impulsuri care să inițializeze stările ieșirilor celor două registre CDB 495. În acest caz tranzistorul Q_2 este saturat, determinînd o polarizare a tranzistorului Q_1 la un curent I_p determinat prin relația:

$$I_p = \left(V_{cc} \frac{R_3}{R_3 + R_5 || R_4} - V_{E31} \right) / R_1$$

Pentru valorile date în schemă, se obține $I_p = 0,91$ mA.

Deoarece tranzistorul Q_1 lucrează ca generator de curent, trebuie ca în timpul încărcării condensatorului C_3 să nu intre în saturație. Dar C_3 se încarcă pînă la tensiunea $\frac{2}{3} V_{cc}$ (ținînd seama de funcționarea circuitului $\beta E 555$), astfel încît se obține:

$$V_{EC1} \geq V_{cc} - (R_1 + R_2) I_p - V_{C3\max} = 1,1 \text{ V},$$

ceea ce arată că tranzistorul Q_1 nu intră în saturație.

Perioada impulsurilor la pornire este $T_p = t_{1p} + t_{2p}$, unde t_{1p} și t_{2p} sînt intervalele de timp în care ieșirea lui $\beta E 555$ se află în starea logică 1 respectiv 0. Pentru t_{1p} și t_{2p} avem relațiile:

$$t_{1p} = \frac{2}{3} V_{cc} \frac{C_3}{I_p} = 3,6 \text{ ms}$$

$$t_{2p} = 0,693 R_2 C_3 = 0,069 \text{ ms (această durată trebuie să fie de cel puțin cîteva } \mu\text{s).}$$

Astfel rezultă $T_p = 3,67$ ms.

Intervalul de timp în care Q_2 este saturat se calculează cu relația:

$$t_p = C_4 R_8 \ln \frac{V_{cc} - R_8 I_L}{V_H - R_8 I_L} = C_4 R_8 \ln 3 \simeq 33 \text{ ms},$$

unde I_L este curentul de intrare în starea logică 0 al lui CDB 402, iar V_H este tensiunea pentru nivelul logic 1 (s-a considerat $V_H = 2$ V și $I_L = 1,6$ mA).

Deoarece raportul $\frac{t_p}{T_p} \simeq 9$ reprezintă numărul de impulsuri ce se aplică registrelor de deplasare CDB 495, pentru modul de lucru cu deplasarea de la dreapta la stînga se realizează inițializarea acestor registre, ieșirile lor fiind în stare logică 0 după intervalul t_p de la aplicarea tensiunii de alimentare V_{cc} .

După terminarea regimului de pornire, oscilatorul lucrează pe frecvența f_n determinată de relația

$$f_n = \frac{1}{t_{1n} + t_{2n}},$$

unde t_{1n} și t_{2n} se calculează cu relațiile:

$$t_{1n} = \frac{2}{3} V_{cc} \frac{C_3}{I_n}$$

$$t_{2n} = 0,693 C_3 R_2.$$

În funcționare normală tranzistorul Q_2 este blocat și curentul dat de generatorul de curent Q_1 este:

$$I_n = \left(\frac{R_3}{R_4 + R_3} V_{cc} - V_{EB1} \right) / R_1.$$

Controlul acestui curent se face prin rezistența semireglabilă, R_3 , aceasta este ajustată astfel încât să se obțină $f_n \approx 0,5$ Hz.

În acest caz impulsurile cu frecvența f_n determină viteza de creștere sau descreștere a semnalului la ieșire, V_o , corespunzător comenzilor „VOLUM MĂRIT” respectiv „VOLUM MICȘORAT”.

În continuare vom sublinia câteva particularități ale acestei aplicații:

- Singurul reglaj al schemei este realizat prin rezistența R_3 , și determină viteza cu care se modifică volumul semnalului audio la ieșire;

- Această schemă se comportă ca un potențiometrul digital, având impedența de intrare fixă, egală cu R_{11} (10 kΩ) iar impedența de ieșire practic nulă.

- Pentru ca semnalul de ieșire, V_o , să nu aibă, practic, componentă continuă, trebuie ca rapoartele $\frac{R_{16}}{R_{12}}$ și $\frac{R_{17}}{R_{14}}$ să fie egale.

- Banda de frecvență a acestui „potențiometrul” este determinată de valoarea capacității de compensare, C_7 ; în cazul $C_7 = 100$ pF, banda este de ordinul 50 kHz.

- Distorsiunile introduse de această schemă sînt sub 0,1%.

- Există o intrare privilegiată de control a funcționării, astfel încît dacă ambele intrări „VOLUM MĂRIT”, „VOLUM MICȘORAT” sînt în stare logică 0 este validată numai intrarea „VOLUM MICȘORAT”.

1.6.19. Atenuator programabil de curent alternativ, de bandă largă și impedență mare de intrare

În cazul unor aplicații de multiplicator cu convertor D/A se preferă pentru simplitate cuplajul capacitiv al semnalului de intrare; totodată se cere și o impedență mare de intrare pentru a evita încărcarea sursei de semnal ce poate avea o impedență echivalentă relativ mare.

De asemenea, în cazul unui multiplicator ce lucrează ca atenuator programabil de semnal alternativ, este necesară și o bandă de frecvență cît mai largă.

Aceste cerințe sînt îndeplinite de schema prezentată în figura 1.62. Intrarea se face prin terminalul pentru compensare de frecvență (C_c); acest

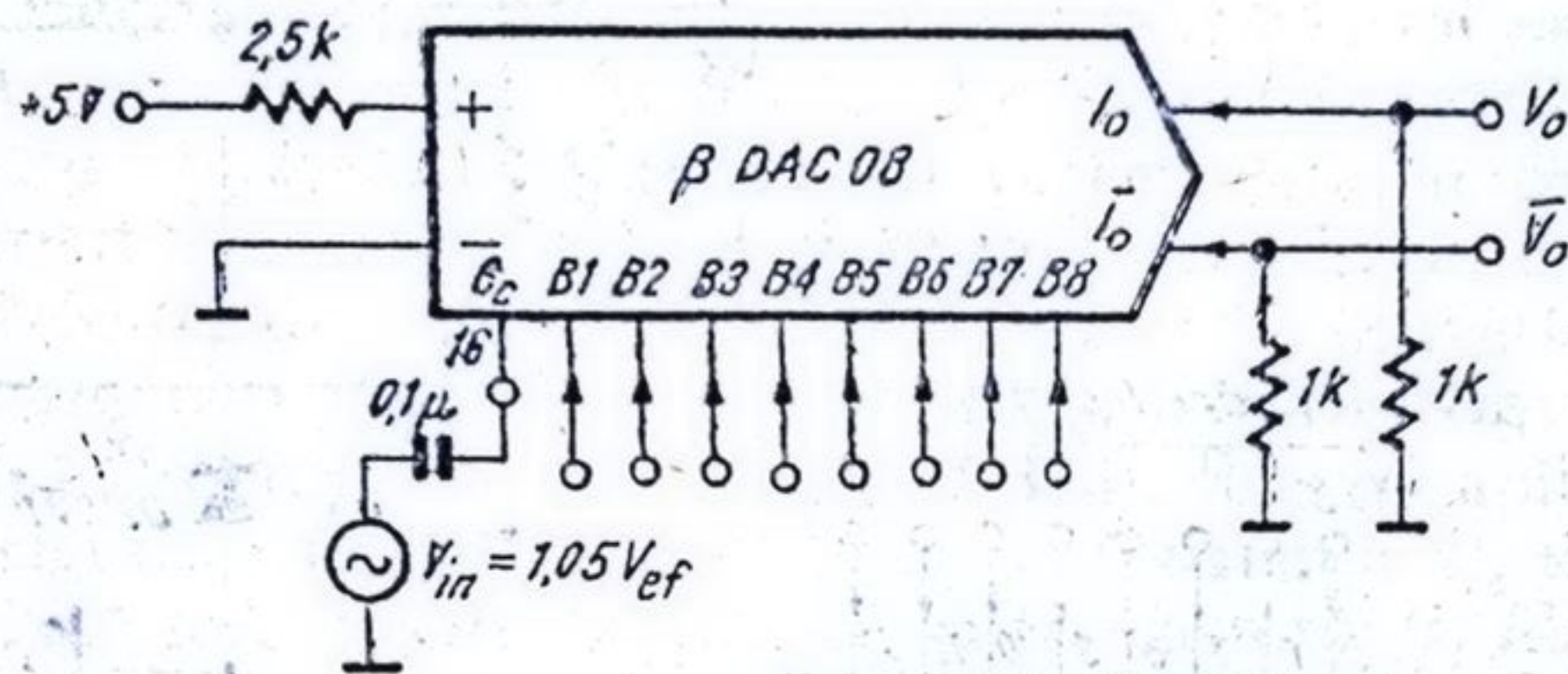


Fig. 1.62. Multiplicator cu intrare cuplată capacitiv și impedanță mare.

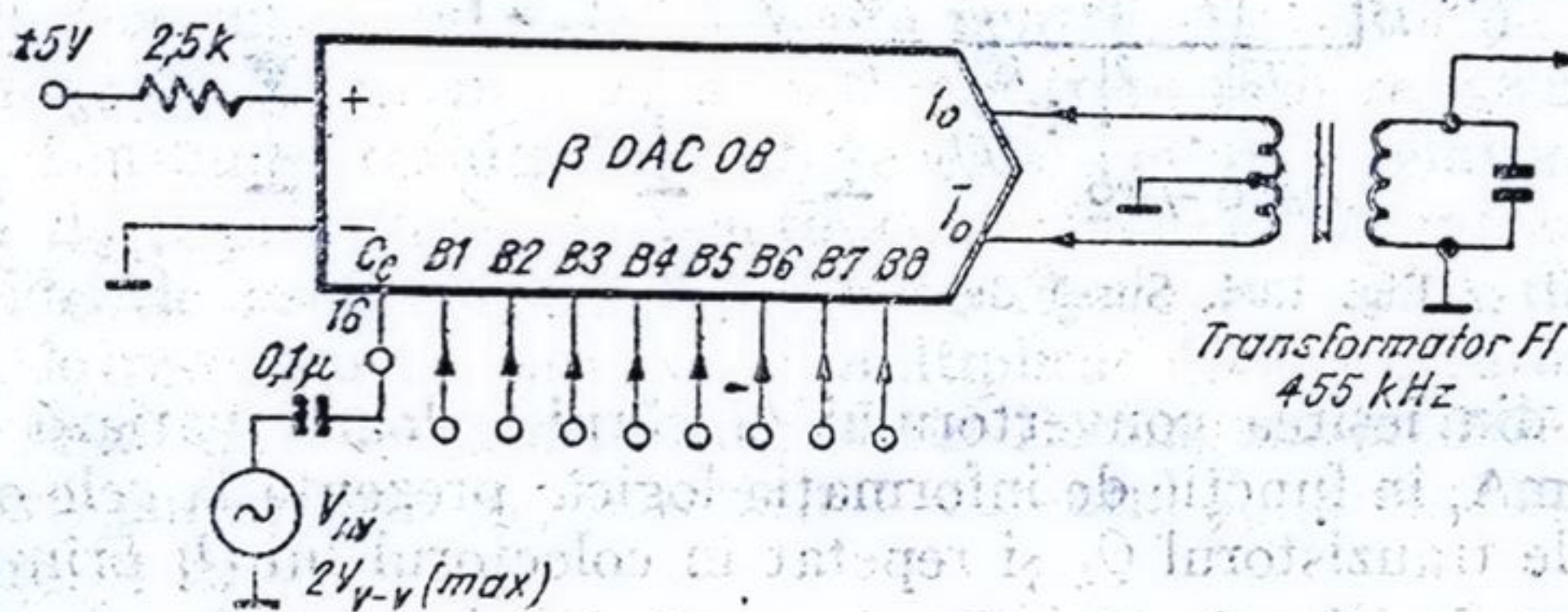


Fig. 1.63. Amplificator programabil de FI.

ucru este posibil deoarece terminalul C_c este baza unui tranzistor al cărui emitor este conectat printr-o diodă mai sus de linia comună a bazelor tranzistoarelor din rețeaua de ponderare $R-2R$ internă din $\beta DAC 08$.

Schema din figura 1.62 are o bandă de frecvență de circa 1 MHz (justificată prin faptul că semnalul V_{in} intră după etajul de intrare care fiind realizat cu tranzistoare pnp laterale are performanțe slab în frecvență și ar înrăutăți performanțele dacă intrarea s-ar face prin amplificatorul referinței).

În figura 1.63 se prezintă schema electrică pentru un amplificator de FI (455 kHz) comandat digital prin cele opt intrări logice.

Pentru cele două scheme prezentate pot fi remarcate câteva caracteristici:

- impedanța de intrare de 2 M Ω ;
- domeniul dinamic de reglaj de 40 dB;
- distorsiuni mici;
- frecvența de cădere cu 3 dB a semnalului la ieșire, 1 MHz.

1.6.20. Sursă de curent programabilă binar

Schema electrică a acestui generator este prezentată în figura 1.64. Ieșirea se comportă ca generator de curent ce furnizează în exterior curentul programabil I_o . Rezistența de ieșire este foarte mare (în jurul valorii de 100 M Ω).

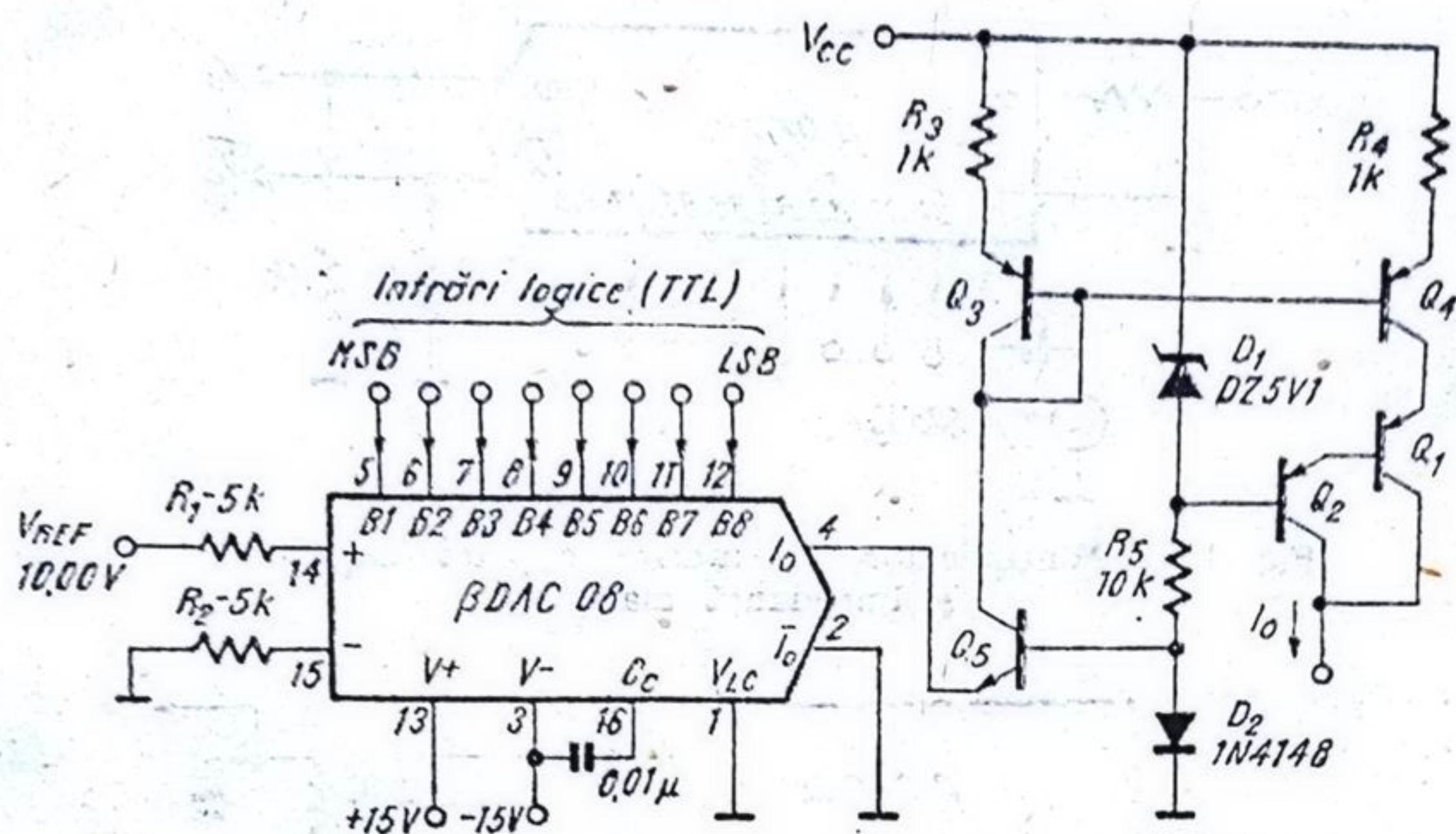


Fig. 1.64. Sursă de curent, programabilă binar.

Curentul din ieșirea convertorului (a cărei valoare variază între 0 și $V_{REF}/R_1 = 2 \text{ mA}$, în funcție de informația logică prezentă la cele opt intrări) este preluat de tranzistorul Q_5 și repetat în colectorul lui Q_4 prin oglinda de curent formată din Q_3, Q_4, R_3, R_4 ; factorul de transfer al oglinzii este egal cu unitatea. În continuare curentul din colectorul lui Q_4 este preluat de grupul Darlington $Q_1 - Q_2$ și generat la ieșire.

Astfel curentul de ieșire este

$$I_o = \frac{V_{REF}}{R_1} \cdot \frac{[K]}{256}$$

unde $[K]$ este valoarea numerică a cuvîntului logic de 8 biți aplicat în intrările logice, luînd valori între 0 și 255. Pentru valoarea din schemă curentul generat la ieșire, I_o , variază între 0 și 2 mA în trepte de 8 μA . Excursia de tensiune a ieșirii generatorului de curent programabil este limitată superior la valoarea $V_{cc} - 6\text{V}$, pentru a menține o valoare ridicată a impedanței de ieșire a schemei.

1.6.21. Buclă de curent 4...20 mA programabilă binar

Această aplicație prezintă un convertor D/A de curent pentru procese industriale, 4 ... 20 mA, realizat numai cu 3 circuite integrate. Funcționarea este asigurată pentru tensiuni de alimentare negative de $-5 \text{ V} \pm 1 \text{ V}$ și pozitive de $+23 \text{ V} \pm 7 \text{ V}$, schema avînd la ieșire o excursie de tensiune de 24 V. Programarea curentului se face cu 8 biți, cele opt intrări logice fiind compatibile cu nivelele logice TTL.

Funcționarea este asigurată în domeniul de temperatură $0^\circ\text{C} \dots +70^\circ\text{C}$, iar timpul de stabilire al curentului în sarcină este de 5 μs pentru o sarcină de 500 Ω .

Schema electrică este prezentată în figura 1.65; un curent de valoare fixă, 0,5 mA, este adăugat curentului din ieșirea convertorului βDAC 08 ce variază între 0 și 2 mA, rezultând un curent care multiplicat de 8 ori furnizează curentul de ieșire între 4 și 20 mA. În schemă există o referință ajustabilă, REF-01 de +10 V care se aplică atât convertorului βDAC 08 pentru obținerea curentului de referință, cât și intrării neinversoare a amplificatorului A_3 (din amplificatorul dual βM 358). Reacția aplicată pe intrarea inversoare asigură o tensiune de +10 V pe rezistența R_4 de 20 k Ω ; astfel un curent de 0,5 mA va circula prin R_4 și tranzistorul Q_1 (deoarece se neglijează curentul în intrarea inversoare a lui A_3) care are o valoare ridicată pentru parametrul β_N .

Aceeași tensiune de +10 V va determina prin intermediul potențiometrului R_2 , un curent de capăt de scală pentru convertor de 2,0 mA. Suma între curentul I_0 și curentul I_1 de 0,5 mA trece prin rezistența de precizie de 800 Ω . Tensiunea rezultată pe R_5 se aplică intrării neinversoare a amplificatorului A_4 și prin bucla de reacție ce se închide în intrarea inversoare va apare identic pe rezistența de precizie R_6 de 100 Ω . Astfel curentul I_5 ce variază între 0,5 și 2,5 mA, va fi multiplicat de 8 ori, furnizând curentul I_6 între 4 și 20 mA. Deoarece tranzistorul Darlington 2N6053 are o valoare mare pentru parametrul β_N , practic tot curentul I_6 se regăsește în curentul I_L , la ieșire.

Condensatorul C_1 asigură compensarea în frecvență a amplificatorului referinței din convertorul βDAC 08; C_2 și C_3 sînt condensatoare de decuplare

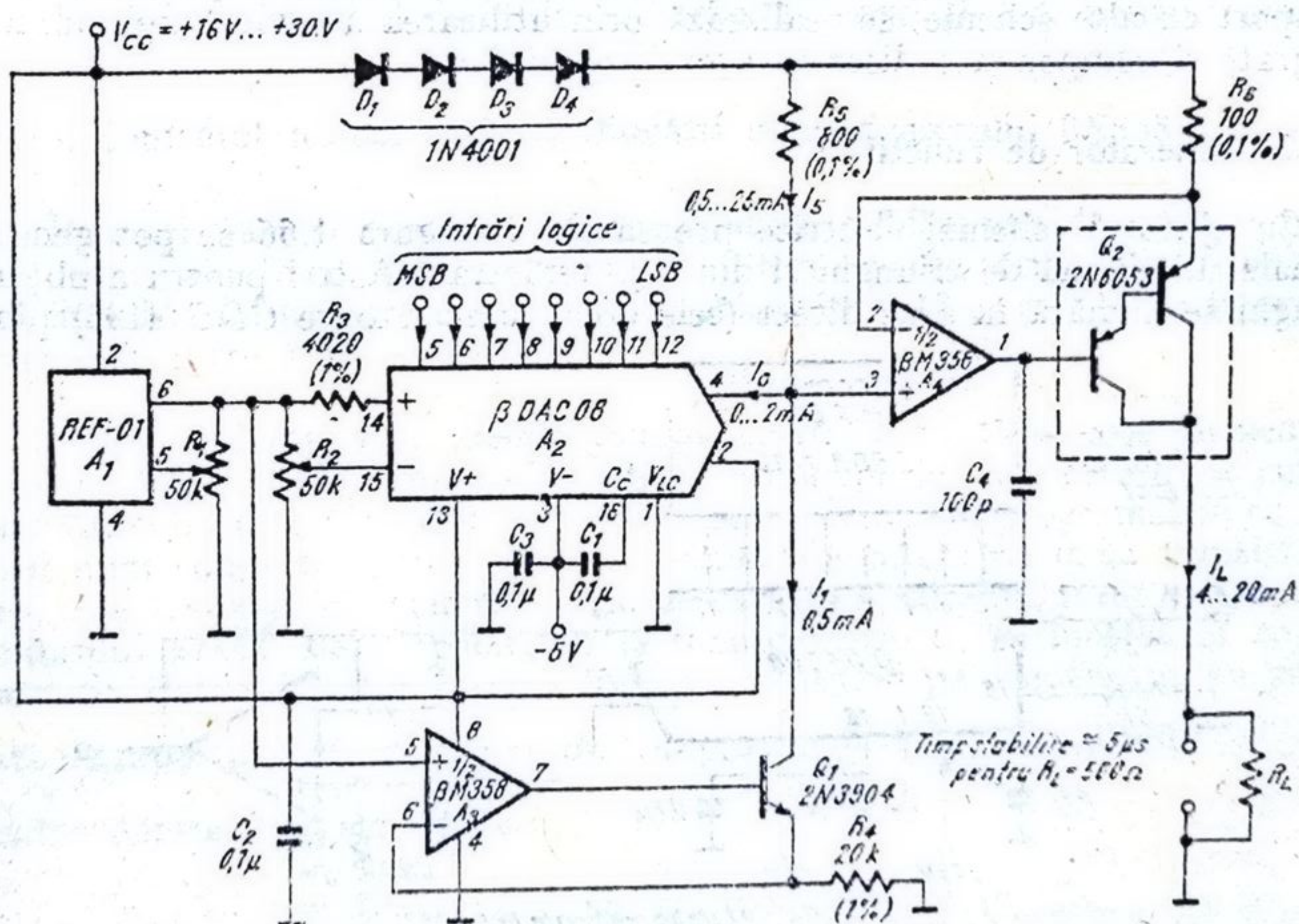


Fig. 1.65. Conversie D/A cu ieșire în curent.

pentru tensiunile de alimentare, iar condensatorul C_4 previne apariția unor eventuale oscilații de înaltă frecvență.

Cele patru diode $D_1 \dots, D_4$, asigură o diferență de cel puțin 2,5 V între intrările amplificatorului A_4 și tensiunea pozitivă de alimentare în cele mai defavorabile condiții. Potentiometrele R_1 și R_2 reglează valorile capetelor de scală ale curentului la ieșire, 4 mA respectiv 20 mA. Pentru calibrare se conectează un aparat de măsură între ieșire, și masă, se aplică nivele logice 0 pe cele 8 intrări și se ajustează R_1 până când I_L este egal cu 4,0 mA. Apoi se aplică nivele logice 1 și se ajustează R_2 până când I_L devine egal cu 20 mA.

Limita minimă a tensiunii în ieșire este egală cu $(V_{CC} - 6 \text{ V})$; de exemplu pentru $V_{CC} = +16 \text{ V}$ ieșirea poate urca până la cel mult $+10 \text{ V}$, fără să afecteze curentul de ieșire (condiție impusă de funcționarea în regiunea activă a tranzistorului Q_2), pentru o sarcină de 500Ω . În cazul $V_{CC} = +30 \text{ V}$, excursia de tensiune este 24 V pentru o sarcină maximă de $1,2 \text{ k}\Omega$.

Deși valorile componentelor din schemă sînt pentru cazul cel mai întâlnit (ieșire programabilă de curent 4–20 mA), funcționarea în cazurile 1–5 mA sau 10–50 mA se poate realiza cu mici modificări: pentru 1–5 mA se înlocuiește tranzistorul Q_2 2N6053 cu tranzistorul 2N5087 și rezistența R_3 devine 400Ω , pentru 10–50 mA rezistența R_3 devine 40Ω determinînd un factor de multiplicare de 20 în loc de 8.

În concluzie, cu această schemă se obține un convertor de curent programabil pentru controlul proceselor industriale, la un preț scăzut; schema este tolerantă la variațiile tensiunii de alimentare, are excursie mare de tensiune în ieșire și este ușor de calibrat. Fiabilitatea crescută și prețul scăzut, în raport cu alte scheme, se realizează prin utilizarea a numai trei circuite integrate și componente discrete ușor disponibile.

1.6.22. Generator de funcții

Cu ajutorul schemei electrice prezentată în figura 1.66 se pot genera semnale sub formă de triunghi și dinți de ferăstrău. Astfel pentru a obține triunghi se numără în sens direct (cele două numărătoare CDB 4193) până

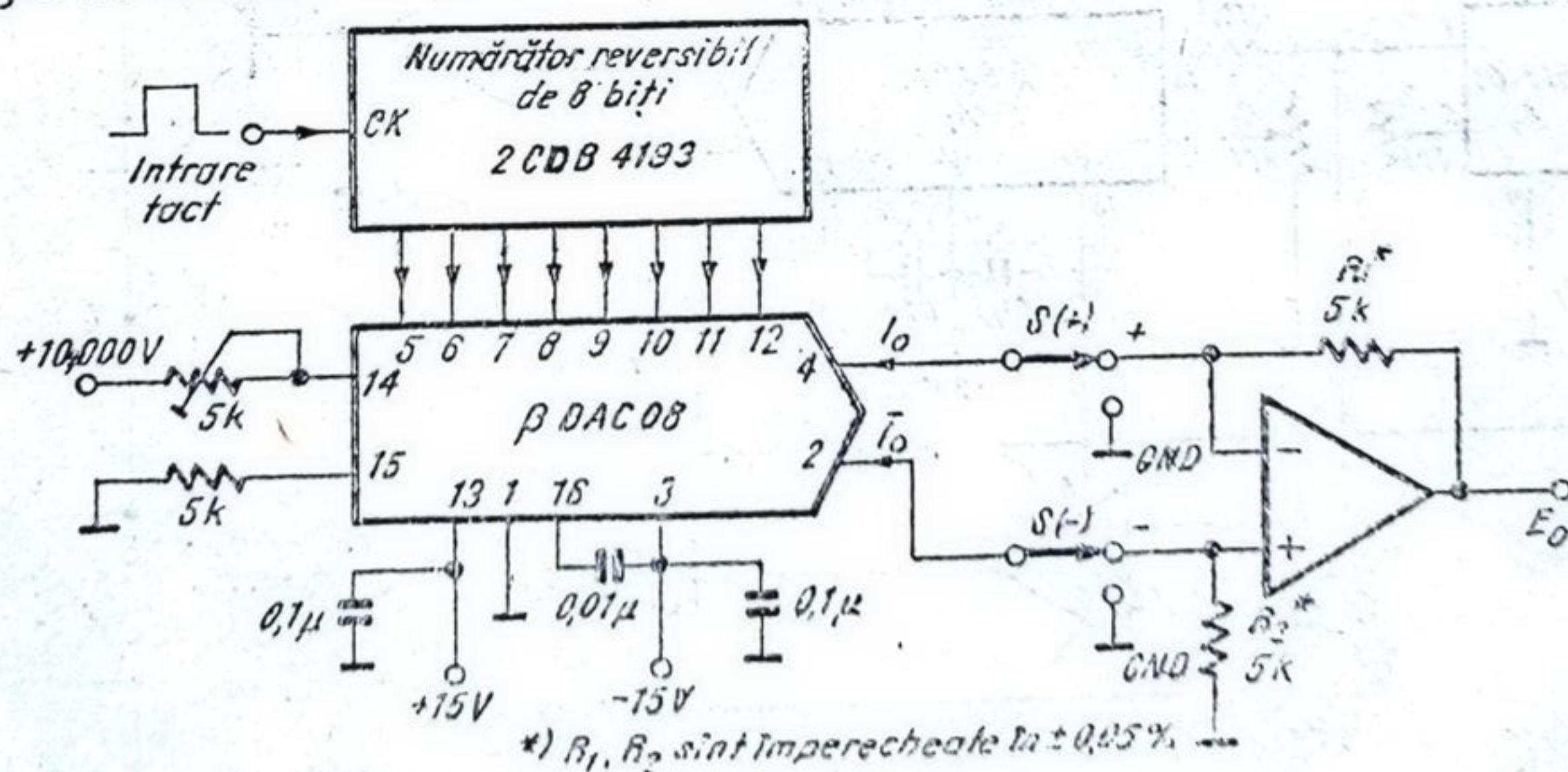


Fig. 1.66. Generator de funcții.

la capăt și apoi se numără în sens invers pînă la zero. Pentru dinți de ferăstrău cu panta pozitivă se numără în sens direct pînă la capăt, apoi se resetează și se reia numărarea în sens direct, pentru pantă negativă se numără în sens invers de la capăt pînă la zero, apoi se resetează și se continuă numărarea în sens invers.

Pot fi generate și alte forme de undă dacă se utilizează o memorie ROM programată pentru funcția dorită.

Cu ajutorul comutatoarelor $S(+)$ și $S(-)$ se alege polaritatea tensiunii de ieșire E_o ;

POLARITATE	E_o	$S(+)$	$S(-)$
POZITIVĂ		+	GND
NEGATIVĂ		GND	-
BIPOLARĂ		+	-

În cazul tensiunii de ieșire bipolare, aceasta este simetrică față de zero. Amplitudinea vîrf la vîrf se reglează prin intermediul potențiometrului din intrarea de referință.

Datorită utilizării unui convertor rapid (βDAC 08) se pot genera semnale pînă la 39 kHz în cazul dinți de ferăstrău și numai 18 kHz pentru triunghi.

1.6.23. Controlul numeric al funcționării temporizatorului $\beta E555$

În continuare se descrie o schemă de monostabil și una de astabil a căror funcționare este controlată numeric cu ajutorul convertorului βDAC 08 (durata impulsului furnizat de monostabil variază între 18 μs și 1,4 s iar frecvența astabilului între 1 Hz și 60 kHz).

Schema electrică a monostabilului controlat numeric este prezentată în figura 1.67. Durata impulsului este determinată de un generator de curent constant și o capacitate. Este realizată o sursă de curent programabilă cu ajutorul unui convertor βDAC 08 și o oglindă de curent cu două tranzistoare pnp , care are rolul să schimbe sensul de curgere al curentului din ieșirea convertorului βDAC 08. Capacitatea de temporizare, C , se încarcă la curent constant, determinînd o variație liniară a tensiunii pe condensator cu pante dată de raportul I_o/C , de la zero pînă la pragul $\frac{2}{3} V_{cc}$ al circuitului $\beta E 555$.

Pentru durata T avem relația:

$$T = \frac{2}{3} V_{cc} \frac{C}{I_o}$$

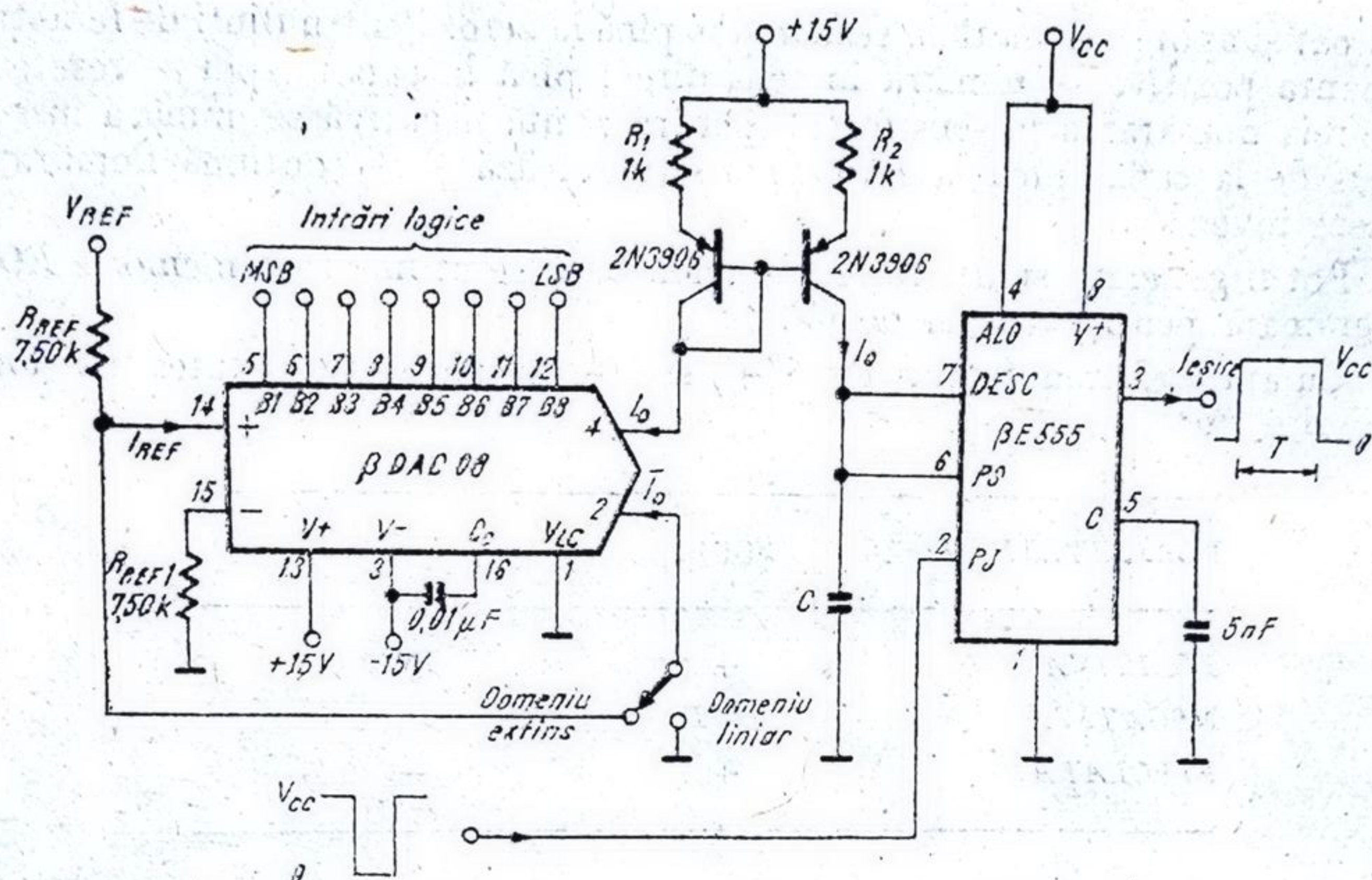


Fig. 1.67. Monostabil controlat numeric.

Se notează cu $[D]$ ponderea numerică introdusă de intrările logice ale convertorului β DAC 08; în cazul când comutatorul se află pe poziția *DOMENIU LINIAR*, se obține

$$I_o = [D] \frac{V_{REF}}{R_{REF}} \frac{255}{256} \approx [D] \frac{V_{REF}}{R_{REF}},$$

unde $[D]$ ia valori în intervalul 0 ... 1.

Pentru cazul în care comutatorul se află pe poziția *DOMENIU EXTINS*, avem:

$$\left(\frac{V_{REF}}{R_{REF}} - I_o \right) [D] = I_o,$$

$$I_o + \bar{I}_o = \frac{255}{256} \left(\frac{V_{REF}}{R_{REF}} - I_o \right).$$

Din relațiile precedente se obține:

- pentru *DOMENIU LINIAR*, $T = \frac{2}{3} \frac{C R_{REF}}{[D]} \frac{V_{CC}}{V_{REF}};$

- pentru *DOMENIU EXTINS*, $T = \frac{2}{3} C R_{REF} \frac{V_{CC}}{V_{REF}} \frac{2 - [D]}{[D]}.$

Durata impulsului generat de monostabil, depinde în primul rând de un produs RC și în al doilea rând de încă doi parametri. Rezistența R este fixă și reprezentată prin R_{REF} care stabilește valoarea curentului de referință pentru convertorul βDAC 08. Considerînd fixată valoarea R_{REF} , durata este proporțională cu valoarea condensatorului C .

Ceilalți doi parametri sînt raportul între tensiunile V_{CC} și V_{REF} , și valoarea codului digital normalizat în intrările logice. Durata impulsului este invers proporțională cu valoarea normată $[D]$ și direct proporțională cu raportul tensiunilor V_{CC}/V_{REF} . Aceste observații sînt reflectate în Tabelul 1.11, corespunzător funcționării în cazul în care comutatorul din figura 1.67 se află pe poziția *DOMENIU LINIAR*.

Tabelul 1.11

Durata temporizării (monostabil), *DOMENIU LINIAR*

								$T[ms]$						
								$V_{CC} = 15 V \quad V_{REF} = 15 V$			$V_{CC} = 5 V \quad V_{REF} = 15 V$			
CODUL DIGITAL								$C = 1\mu F$	$C = 0,1\mu F$	$C = 0,01\mu F$	$C = 1\mu F$	$C = 0,1\mu F$	$C = 0,01\mu F$	
1	1	1	1	1	1	1	1	5,2	0,505	0,049	1,72	0,160	0,0176	
0	0	0	0	0	0	0	1	1440	134	13,8	455	43	4,8	

Așa cum rezultă din figura 1.67, convertorul βDAC 08 transformă codul digital din intrare într-un curent; mai departe acesta determină o tensiune datorită capacității din ieșirea oglinzii de curent. Tensiunea se transformă apoi în durată de impuls sau în frecvență prin intermediul circuitului βE 555.

Dacă funcționarea schemei se face în cazul *DOMENIU LINIAR*, dinamica controlului periodic este 255 : 1; dinamica este extinsă la 510 : 1 cînd funcționarea are loc în cazul *DOMENIU EXTINS*. Durata temporizării în cele două cazuri de funcționare ale schemei este reprezentată în figura 1.68. Pentru cazul temporizării în *DOMENIU EXTINS* valorile corespunzătoare sînt indicate în Tabelul 1.12.

Tabelul 1.12

Durata temporizării (monostabil) *DOMENIU EXTINS*

								$T[ms]$						
								$V_{CC} = 15 V \quad V_{REF} = 15 V$			$V_{CC} = 5 V \quad V_{REF} = 15 V$			
CODUL DIGITAL								$C = 1\mu F$	$C = 0,1\mu F$	$C = 0,01\mu F$	$C = 1\mu F$	$C = 0,1\mu F$	$C = 0,01\mu F$	
1	1	1	1	1	1	1	1	5,2	0,495	0,049	1,72	0,160	0,0176	
0	0	0	0		0	0	1	2900	280	26	970	87	8,4	

V_{CC} și V_{REF} , determină valoarea frecvenței de oscilație. Relațiile pentru frecvența f în cele două moduri de lucru sînt următoarele:

● pentru DOMENIU LINIAR, $f = \frac{1}{\frac{1}{3} \frac{CR_{REF}}{[D]} \frac{V_{CC}}{V_{REF}} + 0,695CR_n}$;

● pentru DOMENIU EXTINS, $f = \frac{1}{\frac{1}{3} CR_{REF} \frac{V_{CC}}{V_{REF}} \frac{2-[D]}{[D]} + 0,695CR_n}$.

Domeniul de reglaj al frecvenței nu este 255 : 1 așa cum se așteaptă (pentru cazul *DOMENIU LINIAR*), ci numai 220 : 1 deoarece timpul de descărcare din cadrul unei perioade este invariabil în raport cu valoarea normalizată a codului din intrare, fiind determinat de produsul CR_n .

Reprezentarea caracteristicilor astabilului pentru cele două cazuri de funcționare s-a făcut în figura 1.70, în cazul funcționării în varianta *DOMENIU EXTINS*, se dublează domeniul de reglaj al frecvenței față de cazul funcționării în varianta *DOMENIU LINIAR*.

În Tabelul 1.13 se prezintă cîteva valori pentru frecvență, ce ilustrează funcționarea astabilului în varianta *DOMENIU LINIAR*.

Valorile frecvenței ce descriu funcționarea în varianta *DOMENIU EXTINS* sînt prezentate în tabelul 1.14.

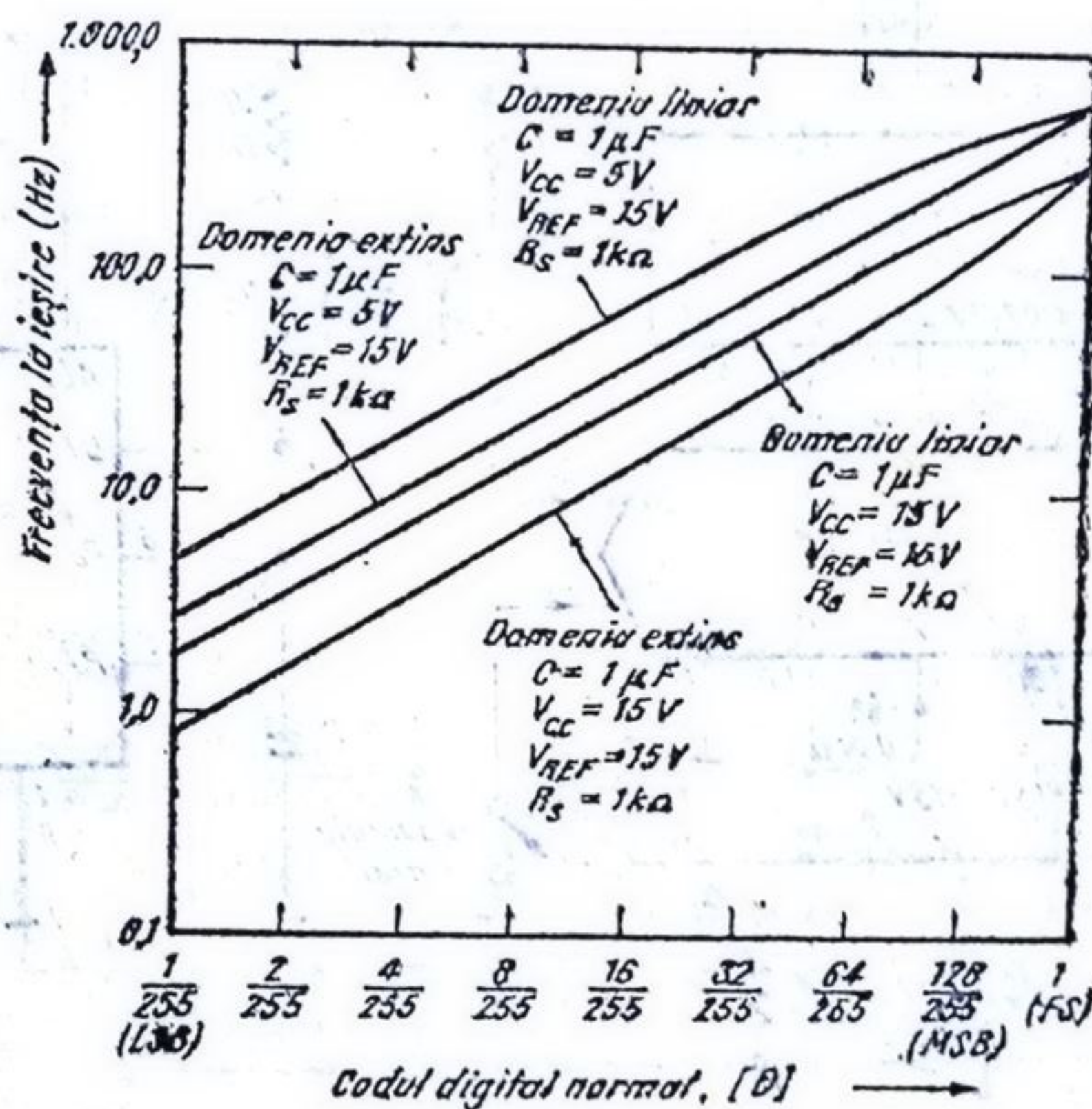


Fig. 1.70. Dependența frecvenței la ieșire în funcție de codul digital aplicat pentru schema din figura 1.69.

Tabelul 1.13

Frecvența astabilului, DOMENIU LINIAR

CODUL DIGITAL	$f(\text{Hz})$					
	$R_B = 1\text{k}\Omega$ $V_{CC} = 15\text{V}$, $V_{REF} = 15\text{V}$			$R_B = 1\text{k}\Omega$ $V_{CC} = 5\text{V}$, $V_{REF} = 15\text{V}$		
	$C = 1\mu\text{F}$	$C = 0,1\mu\text{F}$	$C = 0,01\mu\text{F}$	$C = 1\mu\text{F}$	$C = 0,1\mu\text{F}$	$C = 0,01\mu\text{F}$
0 0 0 0 0 0 0 1	1,49	14,7	156	4,86	49,8	433
1 1 1 1 1 1 1 1	328	3,279	33,333	717	7,273	60,241

Tabelul 1.14

Frecvența astabilului, DOMENIU EXTINS

CODUL DIGITAL	$f(\text{Hz})$					
	$R_B = 1\text{k}\Omega$ $V_{CC} = 15\text{V}$, $V_{REF} = 15\text{V}$			$R_B = 1\text{k}\Omega$, $V_{CC} = 5\text{V}$, $V_{REF} = 15\text{V}$		
	$C = 1\mu\text{F}$	$C = 0,1\mu\text{F}$	$C = 0,01\mu\text{F}$	$C = 1\mu\text{F}$	$C = 0,1\mu\text{F}$	$C = 0,01\mu\text{F}$
0 0 0 0 0 0 0 1	0,74	7,69	79,9	2,42	24,7	217
1 1 1 1 1 1 1 1	328	3,279	33,333	714	7,299	60,241

Atît pentru monostabil cît și pentru astabilul programabil se poate implementa controlul prin microprocesor. În figura 1.71 este prezentată schema electrică pentru un monostabil controlat prin microprocesor. Circuitul „latch”

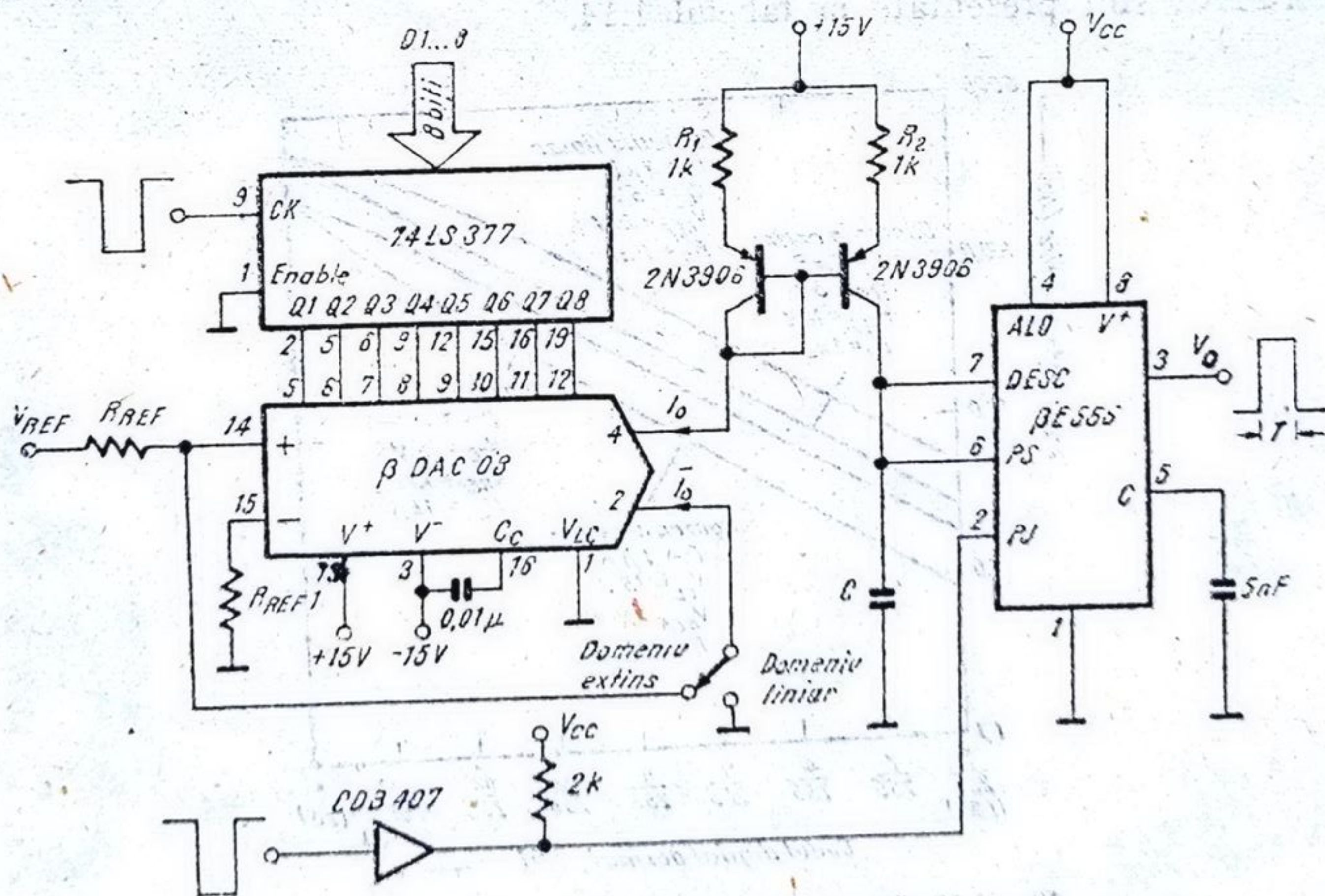


Fig. 1.71. Monostabil controlat prin microprocesor.

de 8 biți (74 LS377) este utilizat pentru interfațarea între convertor și bus-ul de date. Informația este stocată pe frontul pozitiv al impulsului de tact coincident cu adresa corespunzătoare. După încărcarea datelor, frontul negativ al impulsului de tact este utilizat pentru comanda monostabilului. Schema pentru astabil este implementată într-un mod similar, exceptând absența buffer-ului și a impulsurilor de comandă care nu mai sînt necesare.

În concluzie se poate spune că schemele prezentate în figurile 1.67 și 1.69 implementează un monostabil, și un astabil cu domeniu larg de reglaj al perioadei, respectiv frecvenței. Monostabilul prezintă un domeniu de reglaj al duratei, 255 : 1, iar astabilul un domeniu de reglaj al frecvenței 220 : 1. Cînd schemele lucrează cu comutatorul pe poziția *DOMENIU EXTINS*, domeniile de reglaj arătate mai sus, se dublează.

1.6.24. Generator de impulsuri cu amplitudine programabilă

În figura 1.72 se prezintă schema electrică pentru generatorul programabil de impulsuri. Acest circuit formează din impulsurile aplicate la intrare — într-o logică dată, în acest caz impulsuri *TTL* — (v_{IN}), impulsuri de ieșire (v_o) cu amplitudine controlată prin codul aplicat pe cele opt intrări logice.

La ieșirea convertorului β DAC 08 se obține un curent I ce variază între 0 și $V_{REF}/R_1 = 2$ mA, în funcție de configurația logică a celor opt intrări. Acest curent este regăsit în colectorul lui Q_3 și repetat în colectorul lui Q_2 prin intermediul oglinzii de curent alcătuită din Q_1 , Q_2 , R_3 , și R_4 . Prin rezistența R_4 se reglează factorul de transfer al oglinzii astfel încît pentru valoarea la capăt de scală, $I = 2$ mA, să se obțină $I_L = 20$ mA. Impulsurile din intrare, v_{IN} , dirijează curentul I_L prin una sau cealaltă ramură a etajului diferențial Q_4 , Q_5 , determinînd apariția la ieșirea v_o , a unor impulsuri cu aceeași lățime cu cele din intrare și amplitudine pozitivă egală, cu $I_L R_L$, variabilă între 0 și 1 V (avînd treapta de reglaj de 4 mV). Ieșirea din schemă se face pe 50 Ω .

Dioda D_2 are rolul să polarizeze terminalul 4 al convertorului la un potențial de 0V. Diodele D_1 și D_2 determină pragul logic corespunzător impulsuri-

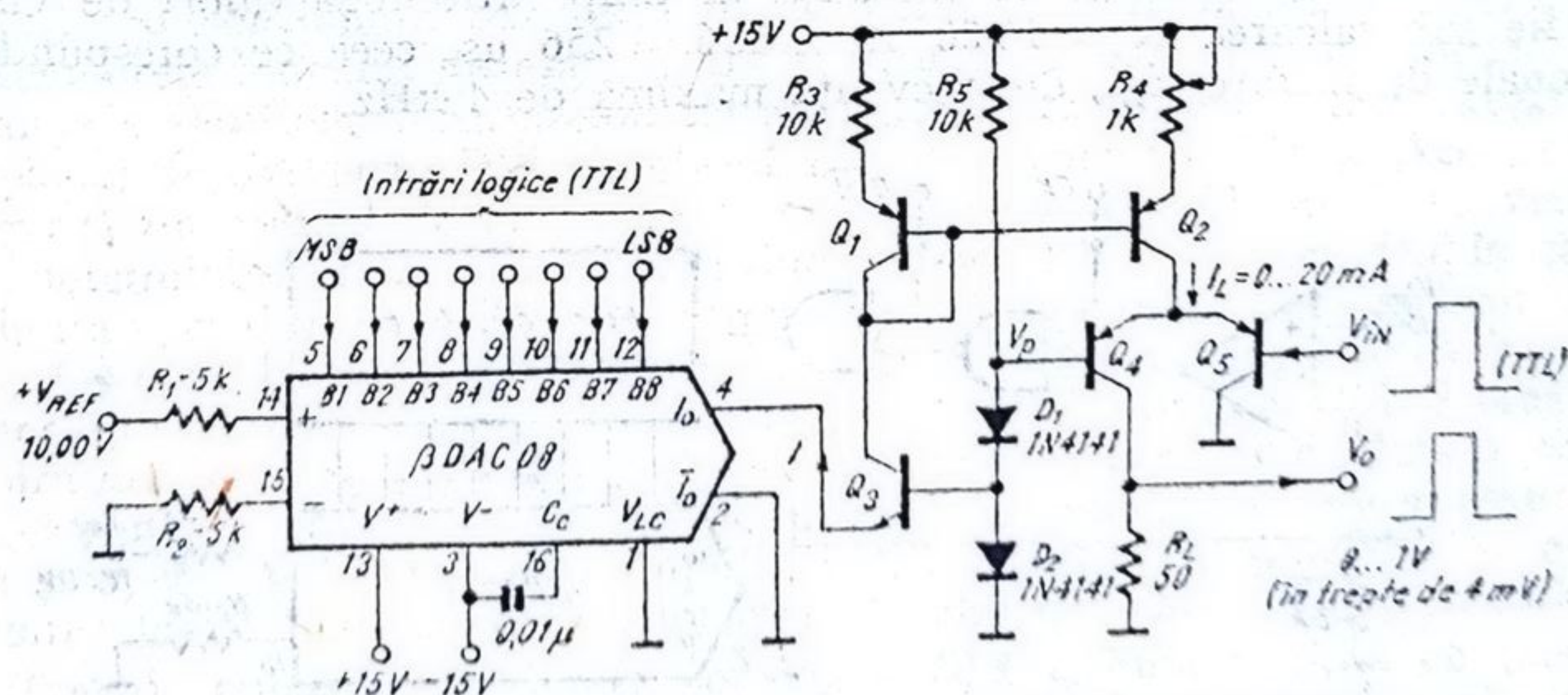


Fig. 1.72. Generator de impulsuri cu amplitudine programabilă.

lor logice aplicate la intrare (v_{IN}); astfel tensiunea V_p trebuie să fie egală cu $(V_{Hmin} + V_{Lmax})/2$, unde V_{Hmin} și V_{Lmin} sînt tensiunile corespunzătoare nivelelor logice 1 și 0 (în cazul de față pentru logică TTL, $V_p = (2V + 0,8 V)/2 = 1,4 V$, fiind determinată de cele două diode D_1, D_2).

Pentru ca la ieșire, impulsurile să aibă fronturi bune trebuie alese tranzistoarele Q_4, Q_5 , cu viteză mare de comutație, corespunzătoare cerințelor.

1.6.25. Detectarea și memorarea valorilor de vîrf

● Vîrf negativ

Schema electrică de principiu a acestei aplicații este dată în figura 1.73. Mărimea de intrare este tensiunea v_{IN} , variabilă în timp. Dacă semnalul de control $D/H = 1$, este validată funcționarea schemei; dacă tensiunea v_{IN} este mai negativă decît tensiunea de la ieșire, v_o , ieșirea comparatorului validează impulsurile de tact, C_k , aplicate numărătorului binar de 8 biți pînă cînd tensiunea, v_o , devine egală cu tensiunea v_{IN} . Dacă tensiunea v_{IN} devine apoi mai negativă, procesul continuă, astfel încît tensiunea v_o corespunde continuu valorii de vîrf a lui v_{IN} . Dacă semnalul de control $D/H = 0$ atunci impulsurile către numărător sînt blocate și tensiunea v_o rămîne neschimbată în timp, corespunzînd ultimei valori de vîrf detectate.

Impedanța de intrare în punctul în care se aplică tensiunea v_{IN} este egală cu $R_{IN} = 5 k\Omega$. Această schemă dă rezultate corecte pentru semnale v_{IN} a căror variație în timp nu este rapidă. Astfel, considerînd pentru frecvența impulsurilor, C_k , valoarea de 1 MHz (este corelată cu timpul de stabilire al comparatorului și al convertorului avînd sarcina $5 k\Omega$), viteza de variație maximă admisă pentru semnalul V_{IN} este:

$$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta t} = \frac{10V}{250 ns \times 256} \approx 0,04 V/\mu s$$

De asemenea este necesar ca distanța în timp între două valori de vîrf să nu fie sub valoarea $\Delta t = 1000 ns \times 256 = 256 \mu s$, ceea ce corespunde la semnale de intrare, v_{IN} , de frecvență maximă de 4 kHz.

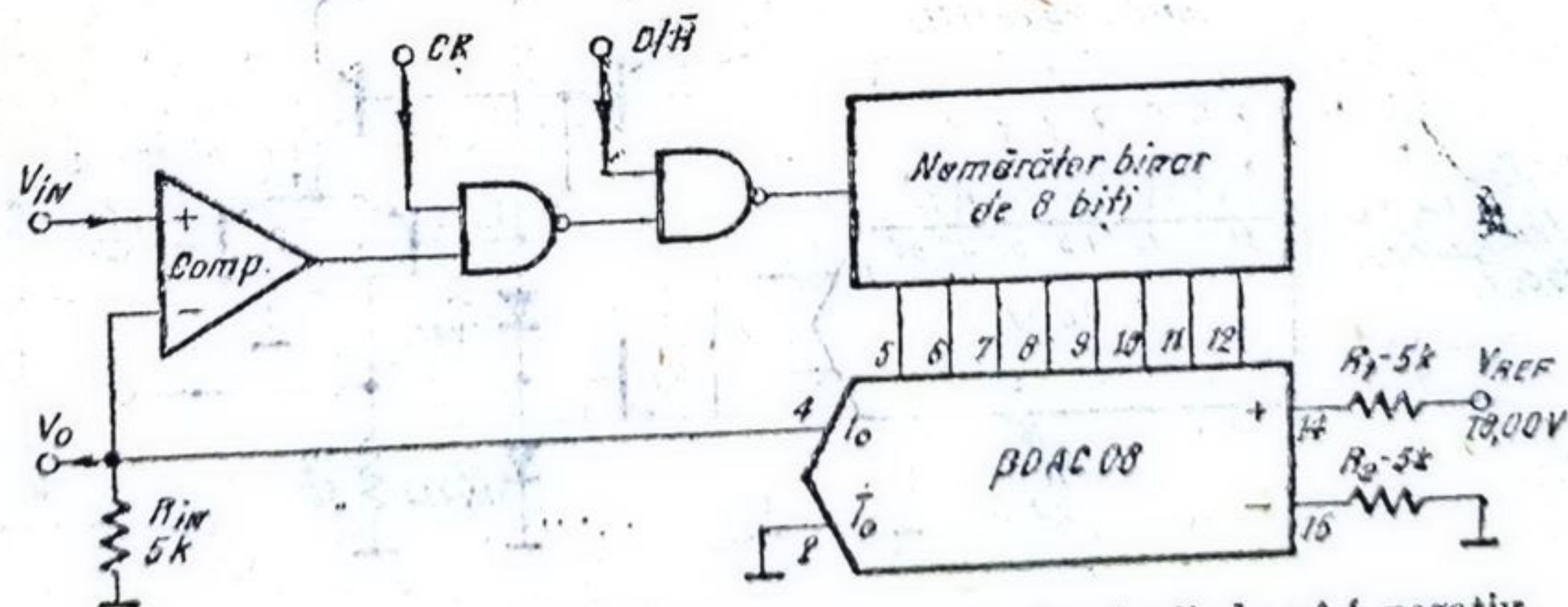


Fig. 1.73. Circuit pentru detectarea și memorarea tensiunii de vîrf negativ.

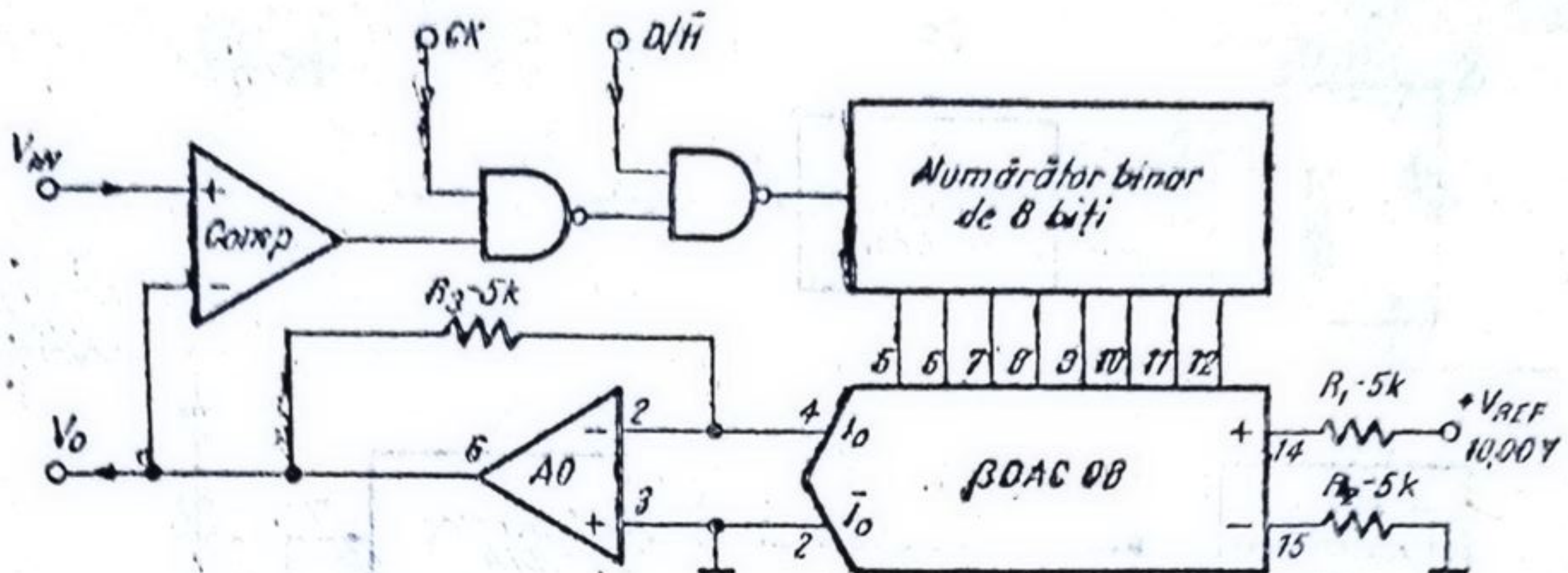


Fig. 1.74. Circuit pentru detectarea și memorarea tensiunii de vîrf pozitiv.

• Vîrf pozitiv

Pentru această aplicație schema electrică de principiu este dată în figura 1.74. Funcționarea schemei este identică cu aceea a schemei pentru vîrf negativ.

Utilizarea convertorului curent/tensiune cu AO , pentru a obține tensiunea pozitivă la ieșire, limitează viteza de răspuns a ieșirii, de aceea frecvența de variație a semnalelor de intrare v_{IN} este limitată de timpul de stabilire al tensiunii v_o , în primul rînd, și de timpul de răspuns al $COMP$ în al doilea rînd.

1.6.26. Circuit de eșantionare și memorare cu durată infinită

Schema bloc pentru această aplicație este prezentată în figura 1.75.

La un impuls de comandă, S_c , blocul de comandă a eșantionării generează un impuls, S_e , cu durata fixă de 1 ms. Pe durata acestui impuls blocul de eșantionare și memorare furnizează o tensiune egală cu tensiunea eșantionată ($v_e = v_i$); în continuare tensiunea v_e va scădea cu o pantă determinată de elementele blocului de eșantionare și memorare. De asemenea blocul de comandă a eșantionării furnizează un impuls S_r care resetează numărătoarele din blocul de conversie D/A și setează blocul de comandă logică. Acest bloc generează un semnal de tact pentru numărătoarele din blocul de conversie D/A , determinînd creșterea liniară în timp a tensiunii v_o . În momentul în care tensiunea v_o egalează tensiunea v_e , comparatorul determină trecerea semnalului S_c în starea logică 0; acest lucru este sesizat de blocul de comandă logică, conducînd la anularea impulsurilor de tact și oprirea conversiei D/A . Semnalul S_o , furnizat de blocul de comandă logică este în stare logică 0 pe durata conversiei pentru a anihila eventualele impulsuri de comandă S_i pentru eșantionare și memorare; între două impulsuri de comandă, S_i , semnalul S_o este în starea logică 1, validînd funcționarea blocului de comandă a eșantionării.

Trebuie remarcat că durata conversiei D/A trebuie corelată cu panta de scădere a tensiunii v_o , astfel încît după terminarea conversiei, căderea tensiunii v_o să fie comparabilă cu rezoluția conversiei D/A .

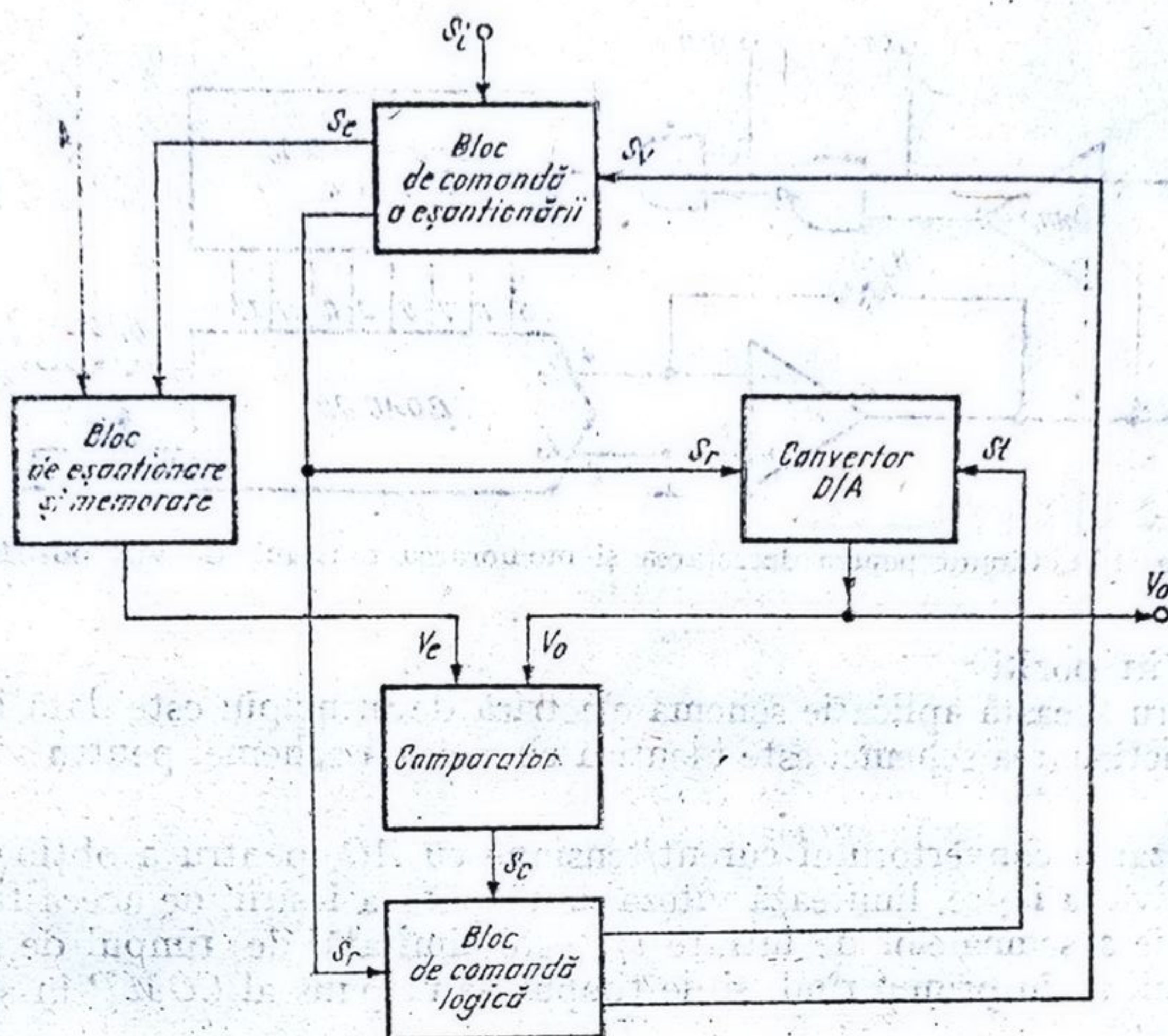


Fig. 1.75. Circuitul de eșantionare și memorare cu durată infinită (schema bloc).

Schema electrică a aplicației este dată în figura 1.76. Blocul de comandă a eșantionării este alcătuit din inversorul pentru semnalul S_i , realizat cu tranzistorul Q_3 , poarta logică ȘI-NU (CI3), monostabilul ce dă impulsul de eșantionare (CI4) și amplificatorul operațional βA 741, folosit pentru comanda comutatorului din blocul de eșantionare și memorare.

Blocul de eșantionare și memorare este format din amplificatoarele operaționale βM 108 A (CI1 și CI2) și tranzistorul comutator BF 256 (T_2). La intrare există o protecție de supratensiune realizată cu diodele D_1 și D_2 , iar la ieșire există un grup de diode D_5 — D_6 care semnalează (prin LED-ul D_6) depășirea tensiunii de 10 V, care reprezintă limita superioară a domeniului de lucru pentru tensiunea de intrare v_i . Blocul de conversie D/A corespunde unei conversii de 14 biți realizată cu două convertoare de 8 biți, β DAC 08 (CI17 și CI18) comandate binar cu numărătoarele CDB 493 (CI12, CI13, CI14, CI15); cele două ieșiri ale circuitelor CI17 și CI18 sînt aplicate convertorului curent/tensiune realizat cu amplificatorul operațional βM 108 (CI9), furnizînd la ieșire tensiunea v_o , egală cu tensiunea eșantionată.

Comparatorul tensiunilor v_e și v_o este amplificatorul operațional βA 741 (CI10) împreună cu tranzistorul Q_5 care formează nivelele logice TTL.

Blocul de comandă logică este alcătuit din oscilatorul comandat realizat cu CDB 413 (CI3), bistabilul de validare a eșantionării CDB 473 (CI11) și monostabilul CDB 4121 (CI16) care generează un impuls de resetare a bistabilului CI11.

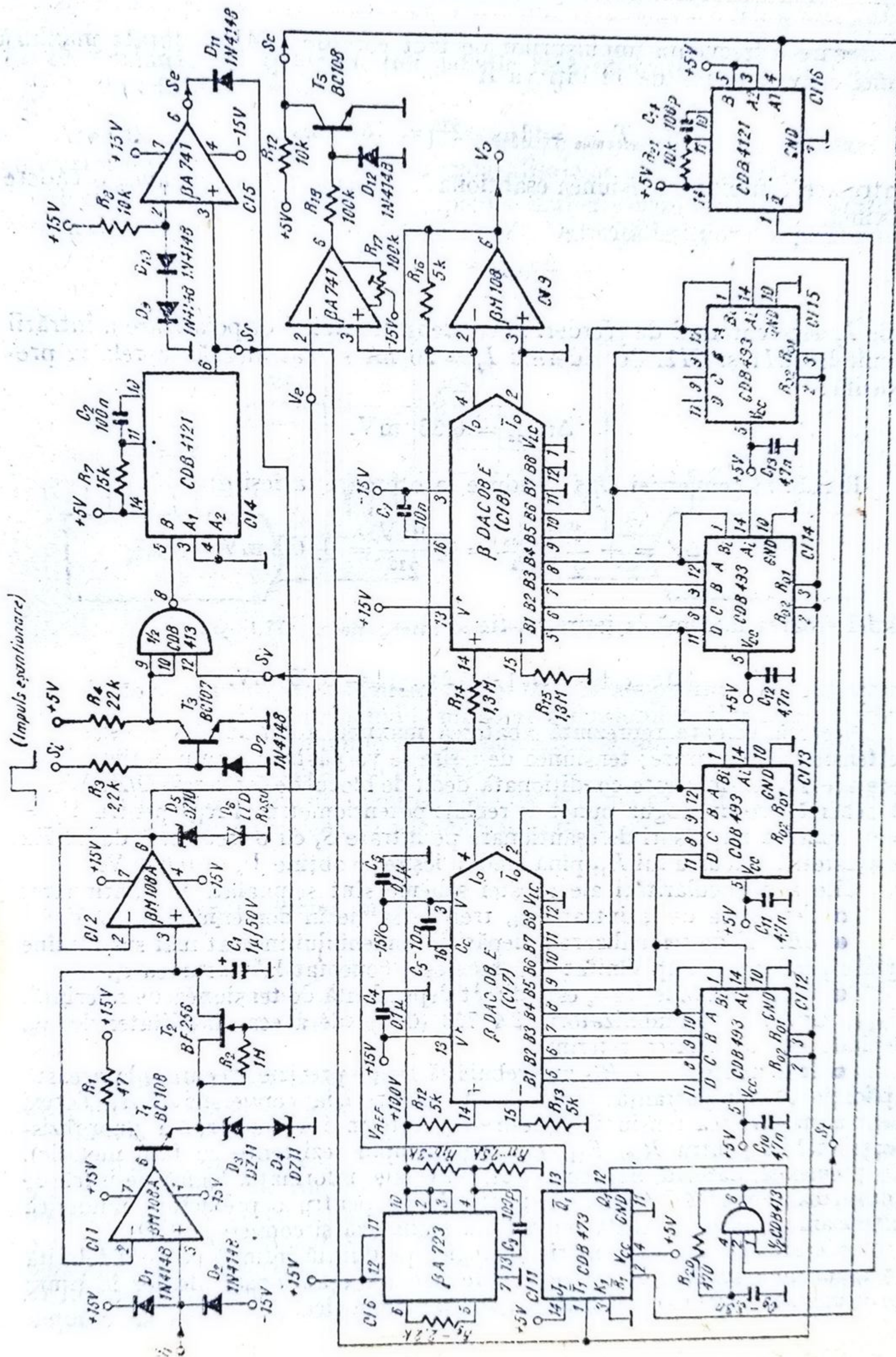


Fig. 1.76. Circuit de eșantionare și memorare înfilită.

Deoarece frecvența impulsurilor de tact este de 1 MHz, durata maximă a unei conversii D/A de 14 biți va fi

$$T_{\text{cmax}} = 1\mu\text{s} \times 2^{14} = 16,4 \text{ ms.}$$

Pentru acest interval, tensiunea eșantionată și memorată, v_e , va avea o cădere maximă.

$$\Delta v_{\text{emax}} = \frac{I_p T_{\text{cmax}}}{C_1},$$

unde I_p este curentul de pierderi al condensatorului și de polarizare a intrării circuitelor $CI1$ și $CI2$. Considerînd $I_p = 20 \text{ nA}$ se calculează cu relația precedentă:

$$\Delta v_{\text{emax}} = 0,33 \text{ mV.}$$

Rezoluția conversiei D/A conduce la o eroare la ieșire:

$$\Delta V = \pm \frac{1}{2} \frac{v_{I\text{max}}}{2^{14}} = \pm \frac{10 \text{ V}}{2^{15}} = \pm 0,3 \text{ mV.}$$

Astfel eroarea maximă la ieșire va fi:

$$|\Delta v_{\text{omax}}| = |\Delta v| + |\Delta v_{\text{emax}}| = 0,63 \text{ mV.}$$

Această valoare reprezintă abaterea maximă a tensiunii de ieșire față de tensiunea de intrare; tensiunea de ieșire se va păstra un timp infinit deoarece aceasta nu mai este condiționată decît de blocul de conversie D/A . Această schemă are un singur punct de reglaj: potențiometrului R_{17} ; pentru $V_i = 0$, aplicînd impulsuri de eșantionare pe intrare S_i cu o frecvență de 10 Hz se ajustează valoarea lui R_{17} pînă cînd la ieșire se obține $V_o = 0,000 \text{ V}$.

Cîteva particularități ale acestei scheme sînt semnalate în continuare:

- Tensiunea de la intrare, v_i , trebuie să fie în domeniul 0 ... 10 V.
- LED-ul de semnalizare a depășirii domeniului indicat mai sus rămîne aprins pentru un timp limitat deoarece este conectat la tensiunea v_e .
- Tensiunea la ieșire v_o este direct dependentă de tensiunea de referință, V_{REF} , furnizată de stabilizatorul $\beta A 723$ ($CI6$); de aceea stabilitatea lui v_o depinde de stabilitatea referinței.

● Rezistențele R_{12} , R_{16} nu trebuie să fie de precizie, deoarece la această aplicație are importanță rezoluția și nu precizia conversiei D/A . Totuși pentru stabilitatea tensiunii de ieșire (v_o) este indicată utilizarea unor rezistențe stabile pentru R_{12} , R_{14} , R_{16} (de exemplu rezistențe cu film metalic). De asemenea, datorită impreciziei de conversie, informația logică pe intrările convertoarelor β DAC 08 nu poate fi folosită pentru o prelucrare numerică ulterioară, deoarece această schemă nu realizează și conversia A/D .

Această schemă de memorie analogică pe durată infinită poate fi folosită în cazul unor sisteme de prelucrare de semnale eșantionate aleator în timp, prin operații algebrice realizate cu scheme analogice.

1.6.27. Comanda afișajelor cu tub catodic fără utilizarea transformatoarelor

Această aplicație (vezi figura 1.77) utilizează ieșirile complementare ale convertorului β DAC 08 pentru comanda afișajelor cu tub catodic.

Există o intrare binară de 8 biți pentru deflexia orizontală (X) și o intrare binară de 8 biți pentru deflexia verticală (Y). Datorită ieșirilor complementare

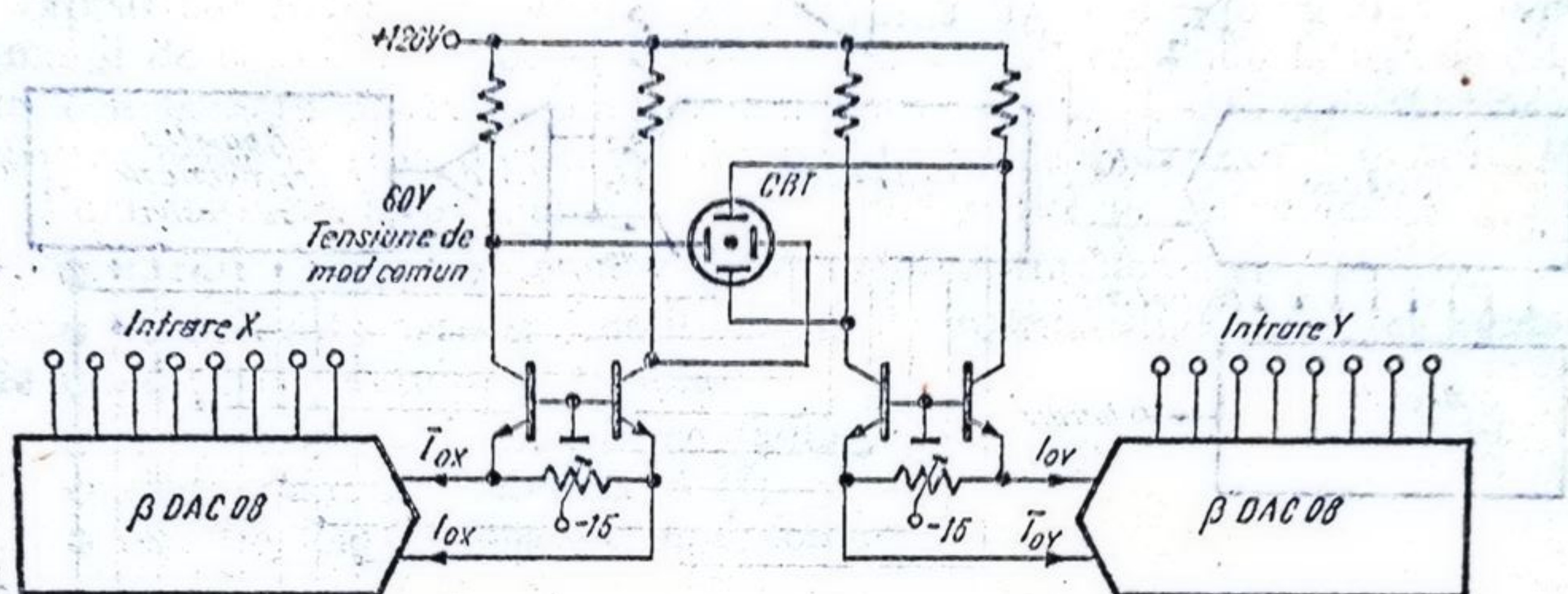


Fig. 1.77. Circuit pentru comanda tuburilor catodice.

din cele două convertoare comanda plăcilor de deflexie pentru cele două direcții se face diferențial, contribuind la micșorarea tensiunii de alimentare a schemei, de asemenea sînt eliminate transformatoarele și amplificatoare inversoare pentru formarea semnalelor în antifază.

Cu cele două rezistențe semireglabile din schemă se centrează fasciculul tubului în mod independent pe cele două direcții X, Y.

1.6.28. Sistem cu traductor în punte

Schema electrică de principiu a sistemului este prezentată în figura 1.78. În cazul de față s-a considerat numai un braț activ pentru traductorul în punte; alt caz posibil ar fi cu două brațe active pentru care rezistența variază în antifază.

Trebuie remarcat că oricare ar fi configurația punții, brațele inferioare ale punții (rezistențele către ieșirile convertorului pentru *CONTROL ZERO*) nu contribuie la sensibilitatea punții traductoare.

Sistemul conține două părți componente: o parte de măsură cu conversie A/D și o parte de control al dezechilibrului inițial al punții traductoare. Traductorul poate fi de temperatură, presiune, deformare, etc., fiind reprezentat prin rezistența R_x . Dacă se consideră o anumită stare a traductorului pentru poziția de nul a acestuia, atunci se acționează convertorul pentru *CONTROL ZERO* prin impulsuri pe *INTRARE SERIE* pînă cînd informația binară obținută la *IEȘIRE PARALEL* este cea dorită.

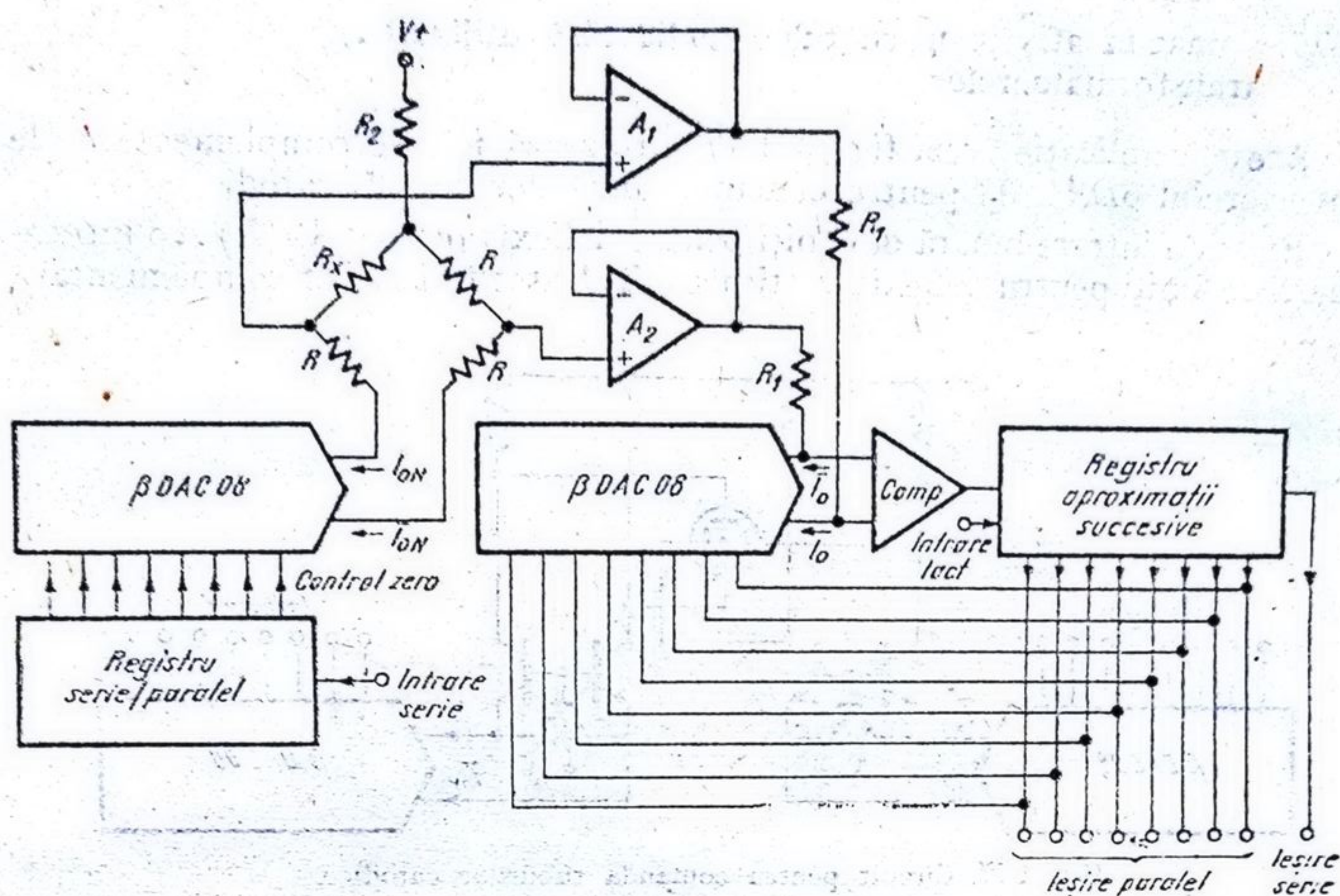


Fig. 1.78. Schema sistemului cu traductor în punte.

Astfel considerînd fixată starea convertorului pentru **CONTROL ZERO**, în ieșirile acestuia se obțin curenții I_{ON} și \bar{I}_{ON} . Ținînd seama de figura 1.78, rezultă relația:

$$R_1(I_o - \bar{I}_o) = R\bar{I}_{ON} - R_x I_{ON}$$

Deoarece

$$I_o + \bar{I}_o = \frac{255}{256} I_{REF}$$

se obține

$$I_o = \frac{255}{256} \frac{I_{REF}}{2} + \frac{R\bar{I}_{ON} - R_x I_{ON}}{2R_1}$$

Ținînd seama de valoarea lui $I_o(R_{x0})$ pentru starea de nul a traductorului relația precedentă devine:

$$I_o = I_o(R_{x0}) - \frac{R_x - R_{x0}}{2R_1} \frac{I_{ON}}{I_{REF}} I_{REF}$$

unde R_{x0} este valoarea rezistenței traductorului pentru starea de nul.

Se poate considera $R_x - R_{x0} = (x - x_0) R$, unde x și x_0 sînt coeficienții de variație ai rezistenței traductorului pentru o stare oarecare ce va fi măs-

rată, respectiv pentru starea de nul. Sensibilitatea traductorului, din punctul de vedere al informației binare de la ieșire în raport cu coeficientul de conversie al traductorului se exprimă prin relația:

$$\frac{I_o - I_o(R_{x0})}{I_{REF}} \cdot \frac{1}{x - x_0} = \frac{R}{2R_1} \frac{I_{ON}}{I_{REF}}$$

Deci sensibilitatea sistemului de măsură, în cazul unui traductor, depinde de rapoartele R/R_1 și I_{ON}/I_{REF} . Alegerea acestor rapoarte se face ținând seama și de condițiile impuse de nivelele de curent continuu la ieșirile celor două convertoare $\beta DAC08$ din schemă pentru o funcționare corectă; același motiv va conduce și la dimensionarea rezistenței de polarizare a punții, R_2 .

Vom enumera în continuare câteva caracteristici ale sistemului:

- intrări complet diferențiale din puntea traductoare;
- nu mai este necesar amplificatorul de instrumentație, ceea ce contribuie la scăderea prețului sistemului;
- compensarea de nul se face digital;
- viteză mare de conversie A/D ;
- rejectie foarte bună pe mod comun.

1.6.29. Echilibrarea punților cu traductoare

Un sistem pentru echilibrarea punților este prezentat în figura 1.79. Dacă una din ramurile punții (de exemplu ramura traductoare) este diferită de celelalte, puntea este dezechilibrată iar curenții I_o și \bar{I}_o restabilesc echilibrul prin intermediul buclei de reacție de conversie A/D .

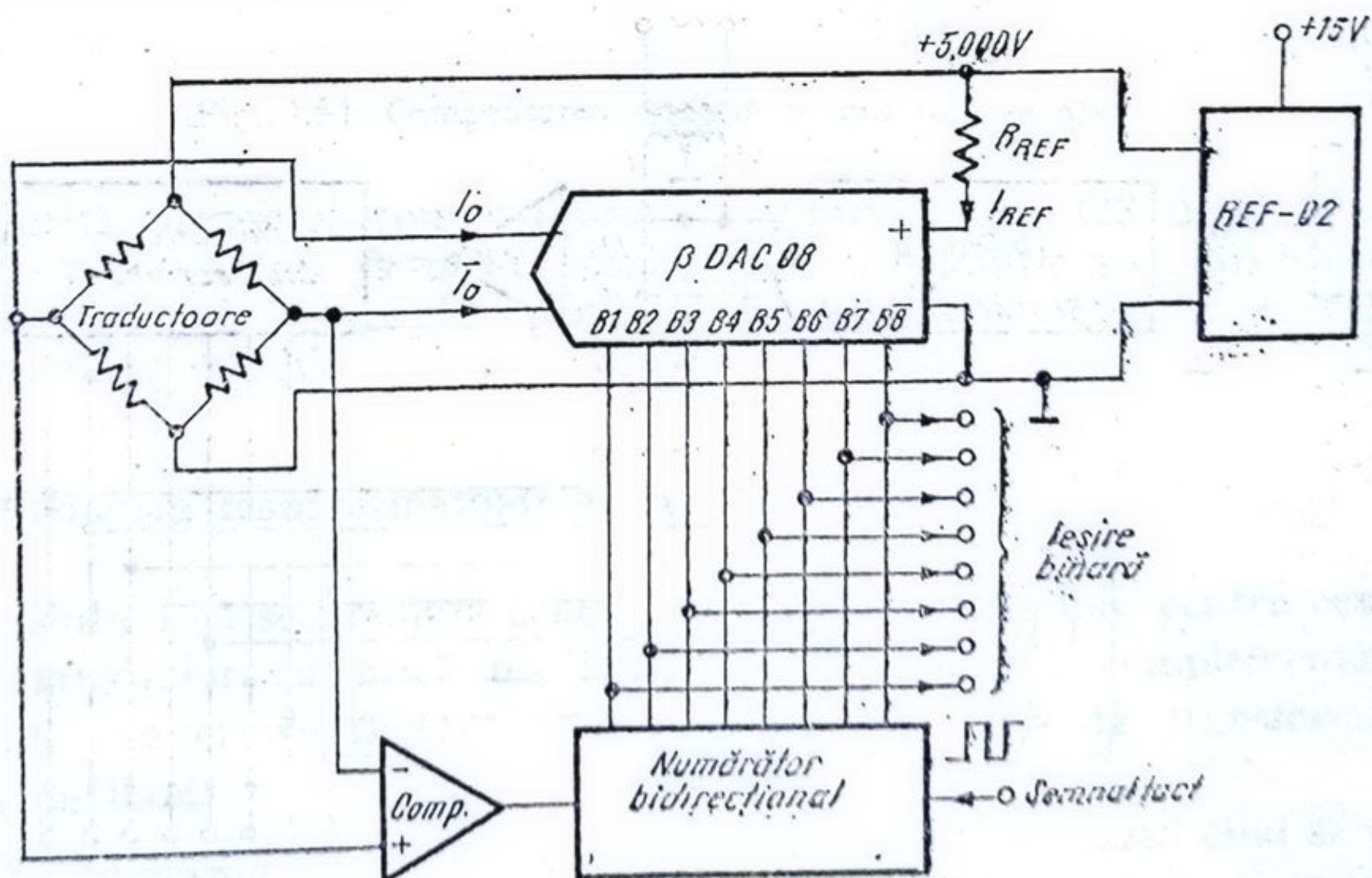


Fig. 1.79. Circuit pentru echilibrarea punților de măsură.

Informația digitală din ieșirea schemei este direct corelată cu dezechilibrul punții, menținând în permanență puntea echilibrată. Această schemă poate furniza și mărimea de intrare pentru dezechilibrul punții, prelucrând informația binară din ieșire între două echilibrări succesive.

1.6.30. Detector de defecte pe rețeaua de alimentare de c.a.

Un sistem de conversie diferențială A/D este prezentat în figura 1.80 având intrarea cuplată prin transformator; un numărător bidirecțional, comparatorul de precizie și viteză mare și convertorul de 8 biți D/A formează un convertor cu urmărire A/D , care măsoară continuu tensiunea alternativă din intrare (de exemplu: rețeaua de 220 V).

Considerând că variațiile curentului din secundarul transformatorului sînt lente în raport cu viteza conversiei A/D , pentru valoarea instantanee i , se poate scrie relația:

$$i = \frac{I_{REF}}{512} (2N - 255)$$

unde N este valoarea numerică a cuvîntului de 8 biți din ieșirea binară. Ținînd seama de relația precedentă informația referitoare la valoarea instantanee i se obține din valoarea numerică $2N - 255$. De aceea ieșirea binară de 8 biți trebuie interpretată astfel: bitul MSB (B_1) reprezintă semnul curentului; cînd $B_1 = 1$ semnul este plus și valoarea curentului este dată de valoarea zecimală corespunzătoare numărului binar de 8 biți B_2, B_3, \dots, B_8 ; dacă $B_1 = 0$ semnul este minus iar valoarea curentului este dată de valoarea zecimală a numărului binar $\bar{B}_2, \bar{B}_3, \dots, \bar{B}_8$.

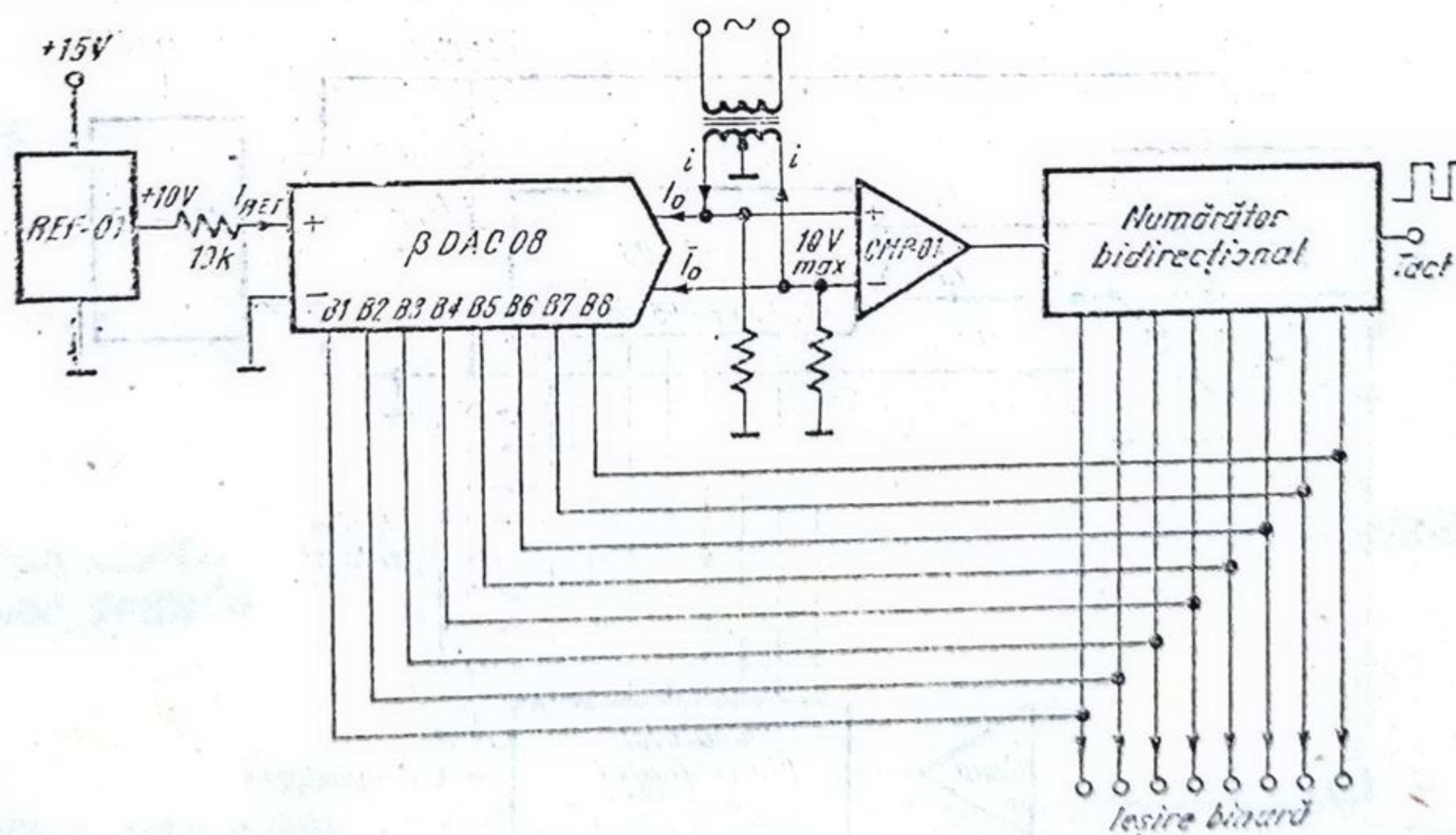


Fig. 1.80. Detector de defecte pe rețea.

Considerînd viteza de urmărire a sistemului de conversie în jur de 5 MHz, în cazul în care frecvența pe rețea este 400 Hz se obține o rezoluție de 0,028 grade (0,00025 rad) pentru eșantionarea rețelei. Astfel se pot detecta practic orice vîrfuri de curent pe rețea (dacă au o durată peste timpul minim de răspuns al sistemului de conversie — în acest caz 200 ns).

Pentru buna funcționare a sistemului trebuie ca tensiunea de med comun în intrările comparatorului să nu depășească ± 10 V, iar tensiunea diferențială să nu depășească ± 11 V.

1.6.31 Compensarea tensiunii de offset a unui amplificator operațional prin control digital

Schema electrică pentru această aplicație este prezentată în figura 1.81. Informația logică din intrare (8 biți) dezechilibrează curenții I_o , I_o de la ieșirea convertorului astfel încât aceștia să producă compensarea tensiunii de offset a amplificatorului operațional considerat (în acest caz 3A 741).

Această schemă înlocuiește potențimetrul de ajustare a tensiunii de ofset, componentă cu stabilitate scăzută.

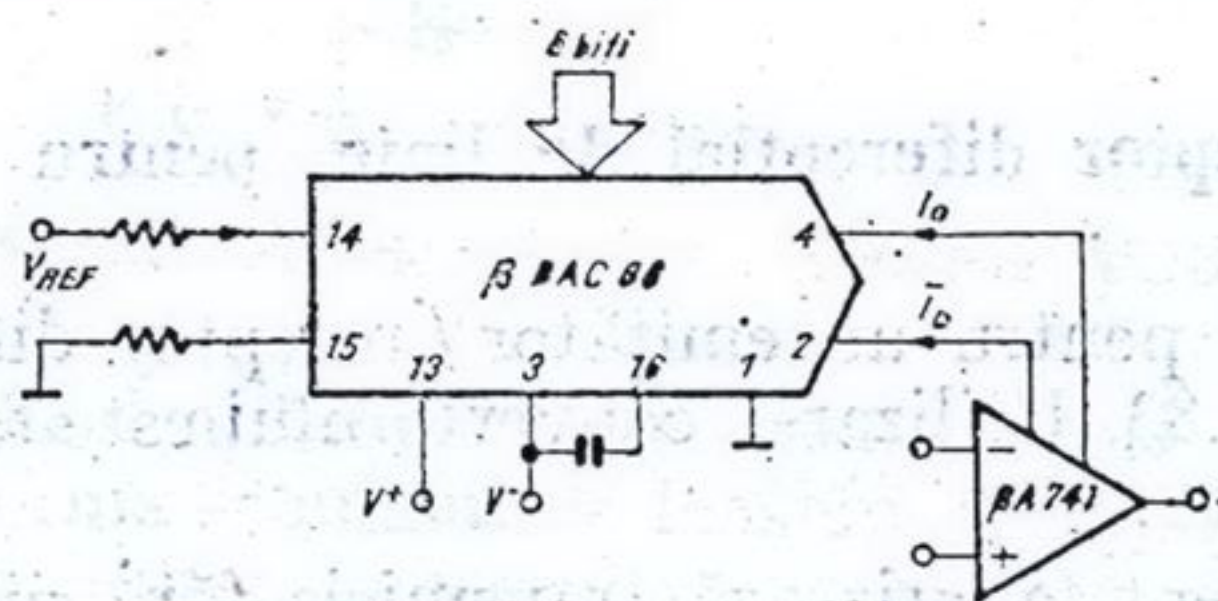


Fig. 1.81. Compensarea digitală a tensiunii de ofset.

Datorită prezenței convertorului de 8 biți, există 128 trepte de reglaj liniar pentru tensiunea de offset, conducând la o rezoluție a compensării egală cu $V_{OSmax}/128$; de exemplu pentru $V_{OSmax} \simeq 5 \text{ mV}$ rezultă o rezoluție de aproximativ $40 \mu\text{V}$.

1.6.32. Comanda transformatoarelor cu priză mediană

În figura 1.82 se prezintă schema electrică de principiu pentru comanda transformatoarelor cu priză mediană. Utilizând ieșirile complementare de curent ale convertorului βDAC 08, acestea pot comanda transformatorul cu priză mediană.

Pentru polarizarea corectă a intrării de referință în cazul cînd se aplică un semnal sinusoidal la intrare, se generează cu tensiunea V_{REF} și rezistența R_2 un curent de polarizare corespunzător.

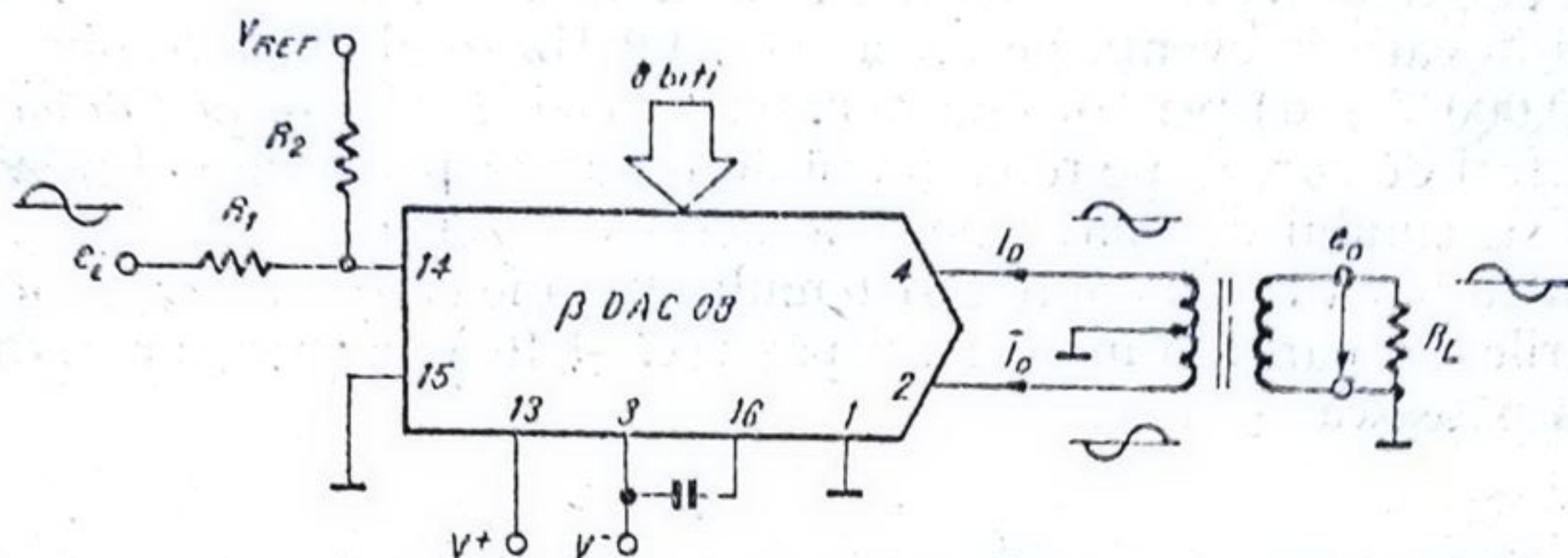


Fig. 1.82. Comanda transformatoarelor cu priză mediană.

Schema prezentată în figura 1.82 este echivalentă cu un amplificator controlat digital cu ieșire prin transformator cu priză mediană, dacă semnalul de intrare se aplică prin curentul de referință. Dacă semnalul de intrare este codificat digital și se aplică prin intrarea logică de 8 biți, atunci schema prezentată reface semnalul analogic corespunzător semnalului codificat.

Utilizarea transformatorului în această schemă permite izolarea în curent continuu între semnalul din intrare, e_i , și semnalul la ieșire, e_o . De asemenea utilizarea unor rapoarte de transformare corespunzătoare, permite obținerea unor tensiuni sinusoidale în sarcină cu amplitudini mari.

1.6.33. Emițător/Receptor diferențial de linie, pentru logică CMOS

Schema electrică pentru un emițător / receptor diferențial de linie este prezentată în figura 1.83. Utilizarea convertorului este foarte potrivită în partea de emisie deoarece:

- ieșirile în curent favorizează transmisia fără pierderi pe cablu;
- cele două ieșiri complementare de curent permit anularea câmpului magnetic produs de acești curenți dacă cele două fire componente ale cablului sînt răsucite.

La recepție, este folosit un comparator rapid (CMP-01C) astfel încît lanțul emisie/recepție să nu introducă întârzieri semnificative. Deoarece,

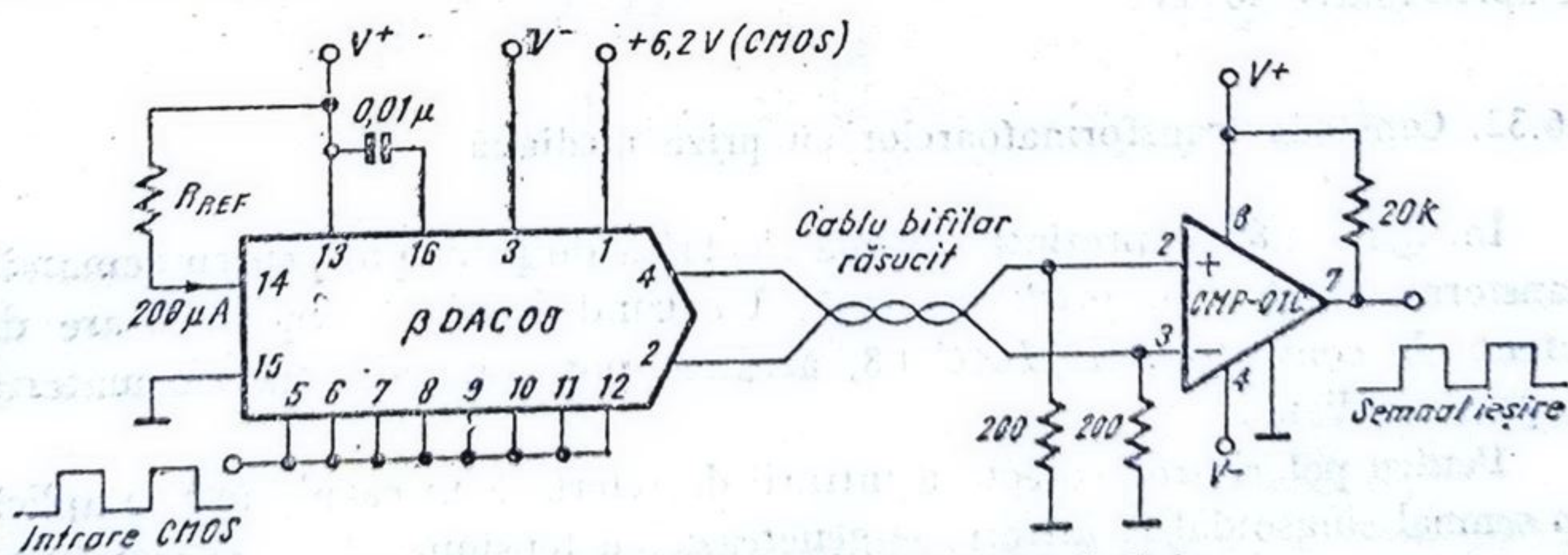


Fig. 1.83. Emițător/Receptor diferențial de linie.

În cazul de față, semnalele logice transmise sînt CMOS pentru tensiunea de control, a pragului logic, V_{LC} , se aplică $+6,2$ V (în cazul altor semnale logice tensiunea V_{LC} se modifică corespunzător logicii folosite).

1.6.34. Emițător MODEM

Schema electrică de principiu pentru un emițător MODEM utilizînd convertorul β DAC 08 este prezentată în figura 1.84. Semnalul ce trebuie transmis se aplică pe intrarea de referință peste componenta continuă generată de tensiunea V_{REF} . Domeniul de frecvență pentru semnalul transmis trebuie să fie între 0 și 1 MHz.

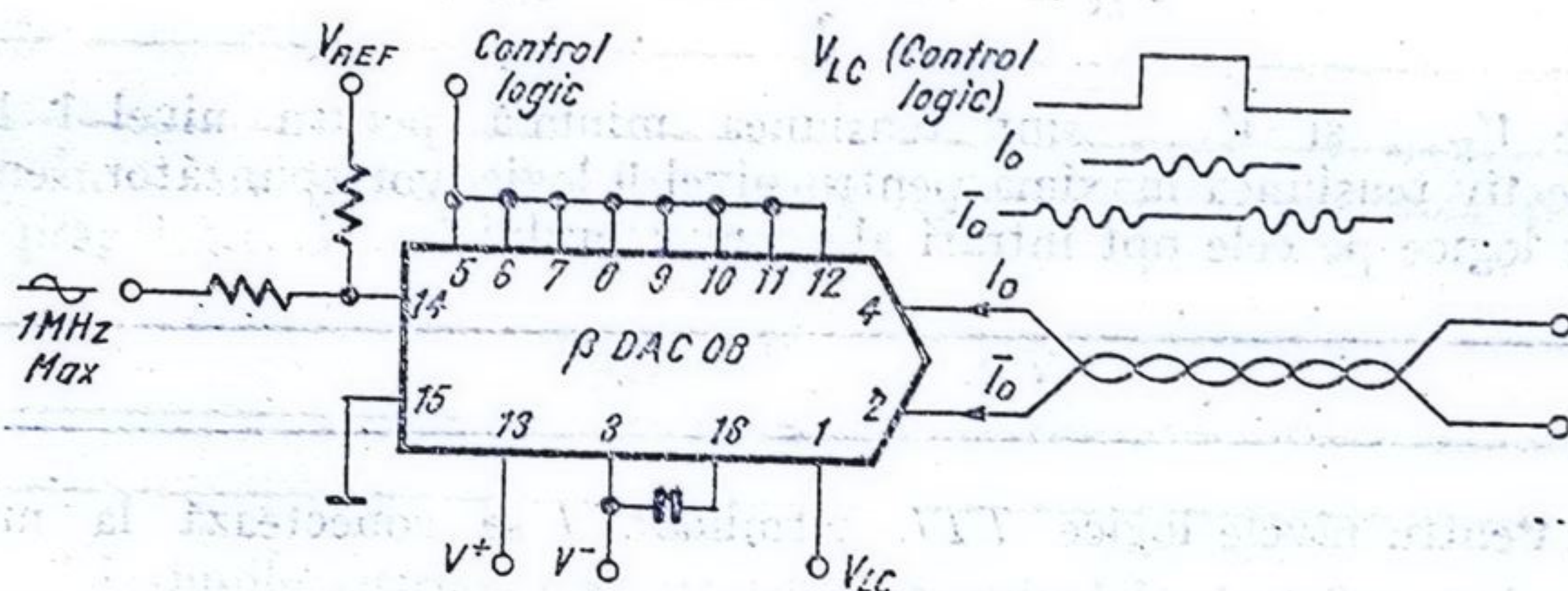


Fig. 1.84. Schema electrică pentru emisie MODEM.

Și aici, ca și în cazul aplicației precedente (vezi § 1.6.33), convertorul are și rolul de a transforma semnalul de tensiune ce trebuie transmis, în semnal de curent; se obțin în ieșirile complementare de curent ale convertorului două semnale ce se transmit prin cablu bifiliar cu fire răsucite.

Sistemul de emisie MODEM prezentat aici este compatibil cu orice tip de nivele logice pentru semnalul CONTROL LOGIC, deoarece prin tensiunea V_{LC} se fixează tensiunea de prag logic intern al convertorului, corespunzător nivelelor logice folosite.

1.7. De reținut pentru utilizare

Stările logice pentru semnalele aplicate celor opt intrări ale convertorului trebuie să aibă capacitatea de a PRIMII curent pentru starea logică 0 ($I_L \leq 10 \mu A$) și de a FURNIZA curent pentru starea logică 1 ($I_H \leq 10 \mu A$).

Datorită schemei interne a convertorului, schema electrică externă pentru interfațare logică, ce furnizează tensiunea pentru control prag logic (V_{LC}) la terminalul 7, trebuie să aibă capacitatea de a *PRIMI* un curent constant în jurul valorii de $100 \mu A$.

Tensiunea pentru control prag logic (V_{LC}) necesară pentru interfațarea cu diverse familii logice se calculează cu relația:

$$V_{LC} = \frac{V_{Hmin} + V_{Lmax}}{2} - 1,4 \text{ V}$$

unde V_{Hmin} și V_{Lmax} sînt tensiunea minimă pentru nivel 1 logic respectiv tensiunea maximă pentru nivel 0 logic, corespunzător semnalelor logice pe cele opt intrări ale convertorului.

Pentru nivele logice *TTL* terminalul 7 se conectează la masă.

Convertorul βDAC 08 nu necesită tensiuni de alimentare simetrice, în schimb este necesară definirea punctului de masă între cele două alimentări astfel încît tensiunile pe terminalele circuitului să asigure buna funcționare a acestuia.

Cele două ieșiri ale convertorului sînt generatoare de curent care *PRIMESC* curent; de aceea terminalele corespunzătoare 4 și 2 nu trebuie lăsate neconectate.

Tensiunea de mod comun pe intrările amplificatorului referinței, terminalele 14 și 15, trebuie să verifice condiția:

$$(V^-) + 1 \text{ k}\Omega \times I_{REF} + 2,5 \text{ V} \leq V_{CM} \leq (V^+) - 1,5 \text{ V}$$

Tensiunea pe intrările logice trebuie să se încadreze între limitele:

$$(V^-) + 1 \text{ k}\Omega \times I_{REF} + 2,5 \text{ V} \leq V_I \leq (V^-) + 36 \text{ V}$$

Pentru terminalul de control al pragului logic (terminalul 1) tensiunea trebuie să verifice relația:

$$(V^-) + 1 \text{ k}\Omega \times I_{EEF} + 1,1 \text{ V} \leq \\ \leq V_{LC} \leq (V^+) - 2,9 \text{ V}$$

Între tensiunea de control prag logic (V_{LC}) și tensiunea internă de prag logic (V_{THR}) există relația:

$$V_{THR} = V_{LC} + 1,4 \text{ V}$$

Tensiunile ieșirilor convertorului, terminalele 4 și 2 trebuie să se situeze în domeniul:

$$(V^-) + 1 \text{ k}\Omega \times I_{REF} + 2,5 \text{ V} \leq V_o, \quad \bar{V}_o \leq (V^+) + 36 \text{ V}$$

Amplificatorul referinței, la intrarea analogică a convertorului, are o configurație specială, astfel că în intrarea neînversoare (terminalul 14) *INTRA* curentul de referință, I_{REF} , iar din intrarea inversoare (terminalul 15) *IESE* curentul de polarizare (de aproximativ $1 \mu\text{A}$). Tensiunea între intrări este practic zero, amplificatorul referinței comportându-se între intrări ca orice amplificator operațional.

Curenții în ieșirile convertorului, terminalele 4 și 2, verifică totdeauna relația

$$I_o + \bar{I}_o = I_{FS},$$

unde, în cazul ideal

$$I_{FS} = \frac{255}{256} I_{REF}.$$

1.8. Alte circuite^{3,4}

Utilizarea largă a circuitului integrat β DAC 08, generată de versatilitatea aplicațiilor sale corelată cu prețul său scăzut comparativ cu alte convertoare D/A de 8 biți, face posibilă etichetarea acestuia drept „standard industrial” în lumea convertoarelor, așa cum la vremea lui circuitul integrat β A 741 a devenit un „standard industrial” în lumea amplificatoarelor operaționale.

Acest circuit integrat monolitic, convertor D/A de 8 biți este fabricat sub aceeași codificare generică DAC 08, de firmele NATIONAL SEMICONDUCTOR (LM DAC 08), ANALOG DEVICES (AD DAC 08) PRECISION MONOLITHICS (PMI DAC 08). Firma MOTOROLA produce circuitul integrat monolitic MC 1408/1508 care este un convertor D/A de 8 biți compatibil funcțional cu „standardul” DAC 08, având performanțe electrice asemănătoare și compatibilitate aproape totală pentru terminale (singura diferență o constituie terminalul 1 care în cazul lui MC 1408/1508 trebuie conectat la masă; de asemenea acest circuit necesită două surse de tensiune de alimentare, una pozitivă, V_{cc} și alta negativă, V_{ee}).

BIBLIOGRAFIE

1. * * * Circuite integrate analogice, IPRS-BĂNEASA, Catalog, 1983
2. G. Tănase, E. Romașcanu, A. Năstase. Testarea convertorului β DAC-08 pe sistemul STELA Conferința anuală de semiconductoare, CAS-84, octombrie 1984, Timișul de Jos.
3. * * * Linear Integrated Circuits, Product Catalogue, PRECISION MONOLITHICS, 1982.
4. * * * Linear Interface integrated Circuits Product Catalogue, MOTOROLA, 1980.

β AA 145

Circuit pentru comanda în fază a tiristoarelor (triacelor)

2.1. Prezentarea circuitului

2.1.1. Introducere

Circuitul β AA 145 este destinat aproape exclusiv comenzii în fază a aprinderii tiristoarelor (triacelor). Complexitatea crescândă a circuitelor de comandă a tiristoarelor a făcut ca realizarea lor monolitică să fie foarte atractivă, după cum o dovedește și numărul mare de circuite integrate destinate comenzii tiristoarelor și triacelor.

Prezentarea acestora fără o încercare de sistematizare are puține șanse de a fi utilă. Acesta este motivul pentru care, înainte de a trece la prezentarea circuitului β AA 145 și a altor circuite (vezi § 2.6) se va încerca această sistematizare. Drept criteriu de bază s-a ales modul în care se poate realiza comanda puterii din circuitul anodic al unui tiristor.

În principiu, amorsarea unui tiristor se poate realiza cu un circuit extrem de simplu. Utilizarea unui circuit complex sau a unui circuit integrat se justifică atunci când se dorește nu numai amorsarea tiristorului ci și controlul puterii disipate în circuitul anodic.

Din punctul de vedere al realizării amorsării, toate circuitele integrate existente sînt identice: ele furnizează impulsuri de curent (pozitive sau negative) necesare comenzii pe grila tiristorului. Circuitele se deosebesc însă în ceea ce privește modalitatea de control a puterii disipate în sarcina din circuitul anodic al tiristorului. Ca urmare, în cele ce urmează, expresia „comanda tiristoarelor” se referă la comanda puterii din circuitul de sarcină. Din acest punct de vedere, există trei modalități de comandă oferite de circuitele integrate:

- (a) comandă prin fază;
- (b) comandă prin zero cu referință constantă în timp;
- (c) comandă prin zero cu referință liniar variabilă în timp.

Comenzile de tip (b), (c) cunoscute și sub numele de „comandă cu undă plină” sînt întâlnite în literatura de limbă engleză sub numele „two-point driver” respectiv „proportional driver”. Semnificația tuturor acestor denumiri

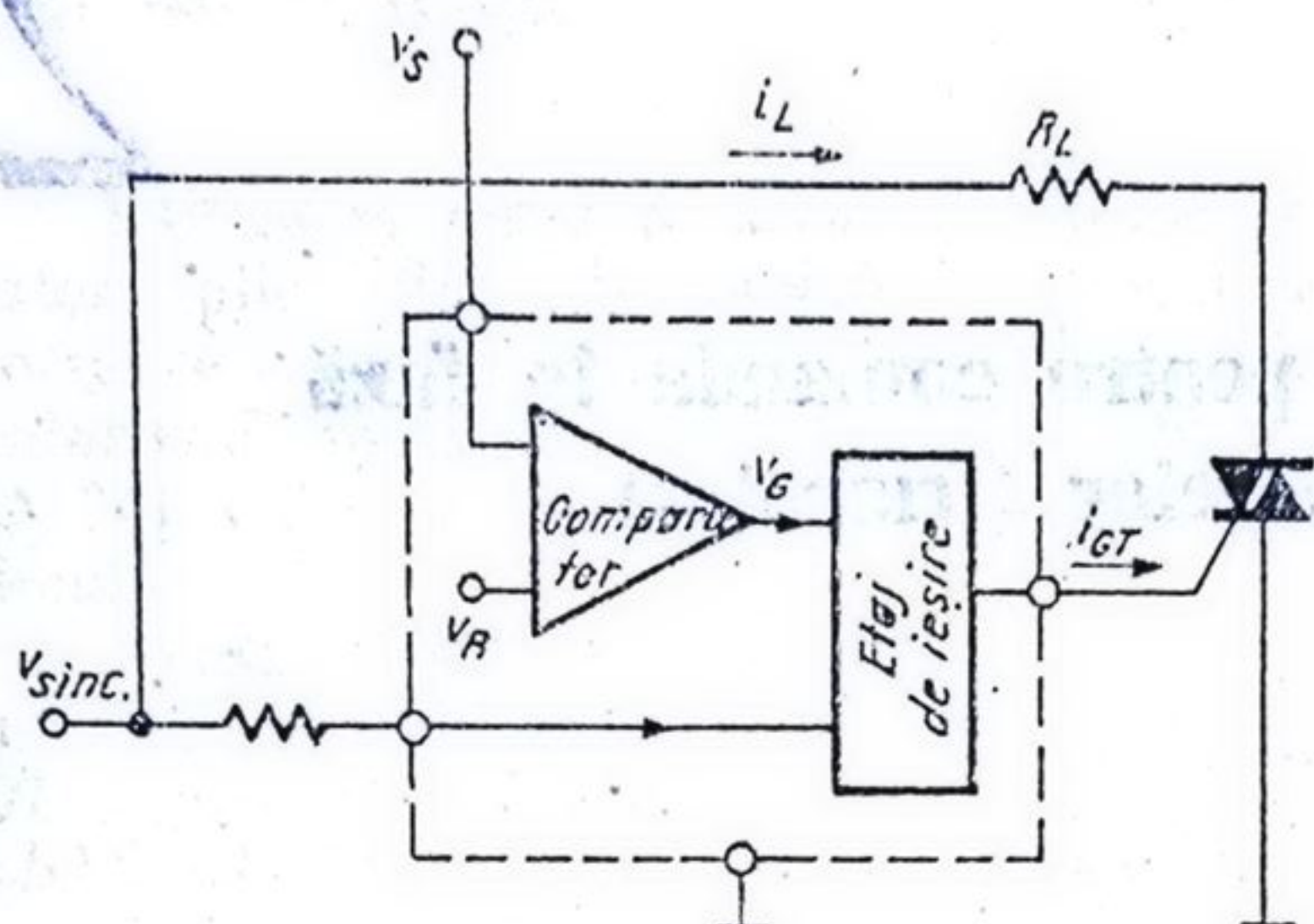


Fig. 2.1. Schema simplificată a unui circuit integrat tipic de comandă a triacelor și tiristoarelor.

va rezulta imediat, în cele ce urmează. În figura 2.1 se prezintă schematic un circuit de comandă tipic care permite definirea tensiunilor și curenților care caracterizează comenzile de tip (a), (b), (c).

- v_s reprezintă o tensiune proporțională cu puterea disipată în sarcină. Această tensiune servește și la realizarea unei bucle de reacție negativă necesară pentru stabilizarea valorii puterii disipate în sarcină;

- v_R reprezintă o tensiune internă de referință cu care se compară tensiunea v_s ;

- v_G reprezintă tensiunea de ieșire a comparatorului, deci rezultatul comparării lui v_s cu v_R ;

- i_{GT} este pulsul de curent de aprindere care este validat sau nu de v_G ;

- v_{SINC} este tensiunea de sincronizare (în majoritatea aplicațiilor este tensiunea alternativă de rețea).

Comanda prin fază

Formele de undă caracteristice acestui mod de comandă sînt prezentate în figura 2.2. De remarcat că pentru acest tip de comandă v_R este o tensiune liniar variabilă sincronizată pe frecvența rețelei. Impulsurile de aprindere sînt generate la fiecare coincidență a lui v_s cu panta crescătoare a semnalului v_R . Din forma de undă a semnalului i_L se constată că se poate obține o „rezoluție” de putere extrem de fină, circuitul putînd sesiza și comanda variații foarte mici de putere în sarcina R_L . Generarea de armonici superioare frecvenței semnalului de sincronizare folosit și posibilitatea obținerii unei componente continue pentru i_L constituie dezavantaje ale acestui tip de comandă.

Comanda prin zero cu referință fixă

Formele de undă corespunzătoare sînt prezentate în figura 2.3. Se observă că în acest caz v_R este o tensiune de valoare fixă și în intervalul de timp în care $v_s > v_R$, la fiecare trecere prin zero a tensiunii de sincronizare, se generează impulsuri de aprindere. În acest fel i_L cuprinde un număr întreg de semne. Această caracteristică a condus la numele de comandă cu undă plină. Rezoluția de putere este limitată inferior de puterea corespunzătoare unei semialternanțe. Deoarece v_R este o tensiune fixă, variația lui v_s nu contează

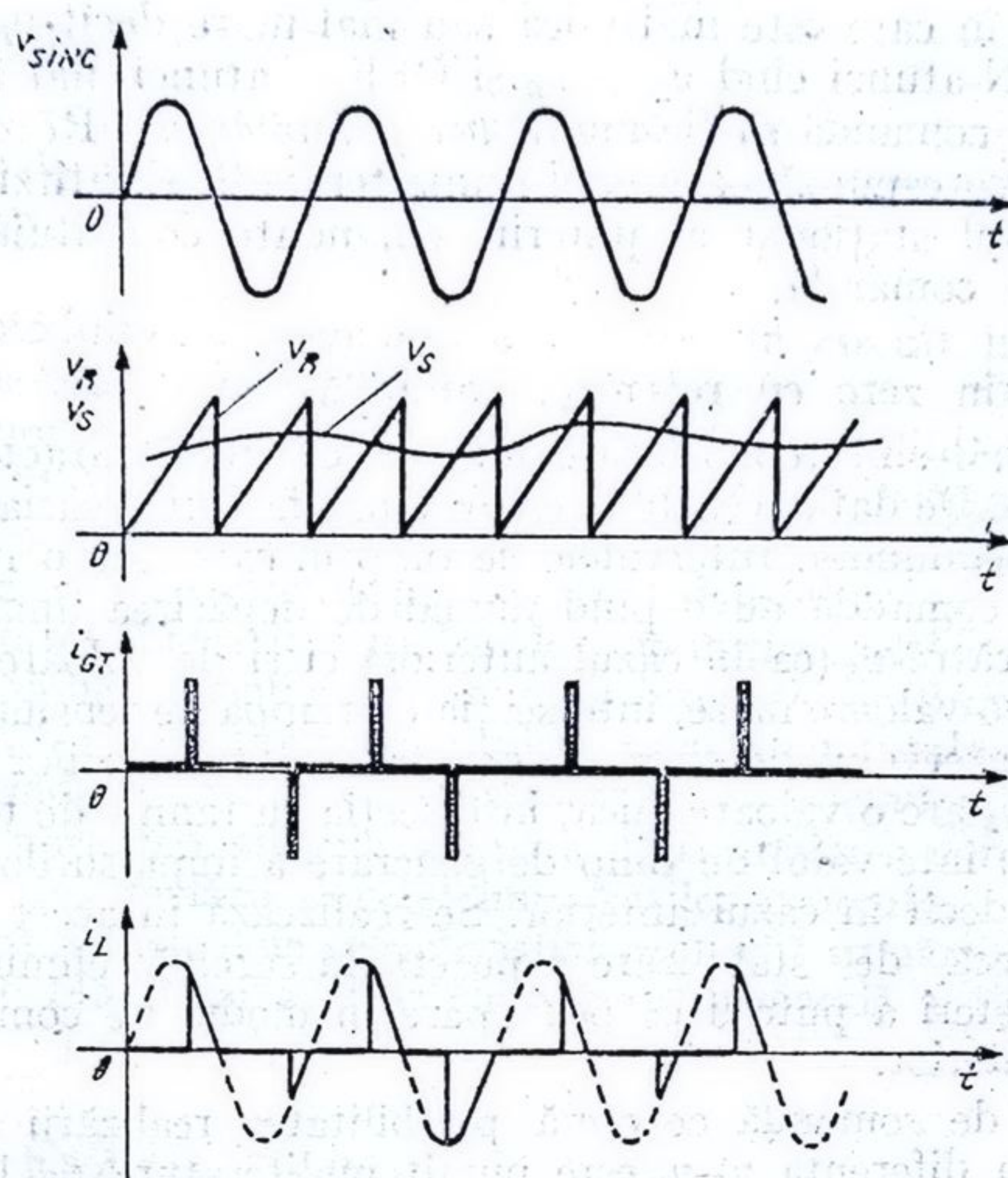


Fig. 2.2. Formele de undă caracteristice comenzii prin fază.

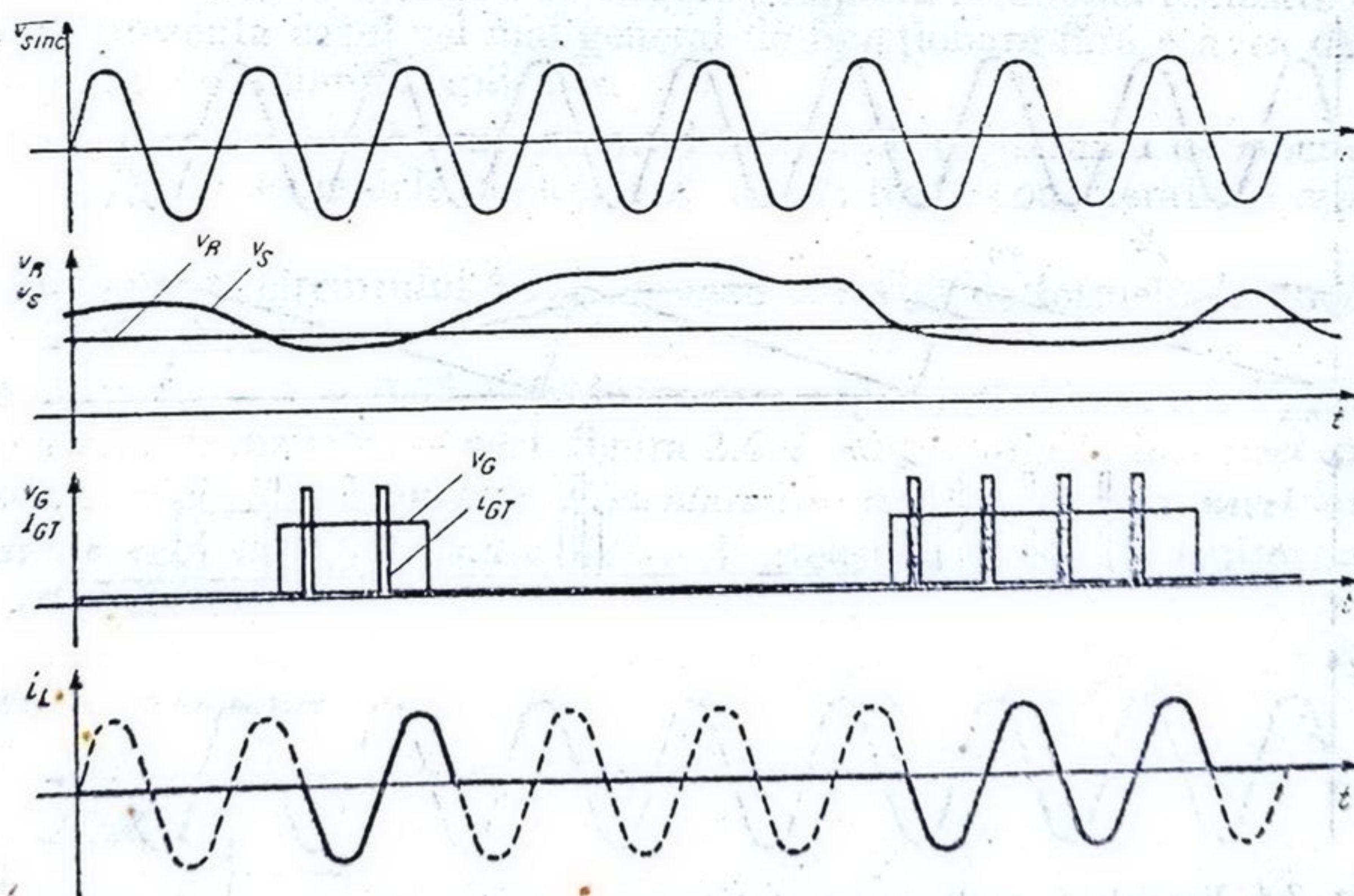


Fig. 2.3. Formele de undă corespunzătoare comenzii prin zero cu referință fixă.

decît în măsura în care este mai mică sau mai mare decît v_R . Această dualitate de stări (ON-atunci cînd $v_S > v_R$ și OFF — atunci cînd $v_S < v_R$) a făcut ca acest mod de comandă să fie numit *two-points driver*. Rezoluția de putere limitată de cea corespunzătoare unei semialternanță și întîrzierea cu care se realizează regimul staționar al puterii comandate constituie dezavantajele acestui mod de comandă.

Comanda prin zero cu referință variabilă

În figura 2.4. sînt reprezentate formele de undă caracteristice acestui mod de comandă. De data aceasta v_R este o tensiune liniar variabilă (pe durata cîtorva zeci de semiunde). Intervalele de timp în care este permisă generarea impulsurilor de comandă nu depind numai de depășirea unui anumit nivel de tensiune de către v_S (ca în cazul anterior) ci și de valoarea tensiunii v_S ; cînd aceasta are o valoare mare, intersecția cu rampa de tensiune se face către vîrfurile acesteia intervalul de timp de generare a impulsurilor de aprindere fiind mic; cînd v_S are o valoare mică, intersecția cu rampa de tensiune se face la baza acesteia, intervalul de timp de generare a impulsurilor de aprindere fiind mai mare decît în cazul anterior. Se realizează în acest mod o reacție negativă intrinsecă de stabilizare a puterii în sarcină, eliminîndu-se eventualele supracreșteri a puterii ce pot apare în modul de comandă cu undă plină descris anterior.

Acest mod de comandă ce oferă posibilitatea realizării unei comenzi proporționale cu diferența $v_S - v_R$ este numit în literatura de limbă engleză, *proportional driver*. El permite alimentarea sarcinii cu „rații” de putere cu atît mai mari cu cît puterea disipată este mai depărtată de regimul staționar și din ce în ce mai mici pe măsura ce puterea se apropie de valoarea de regim

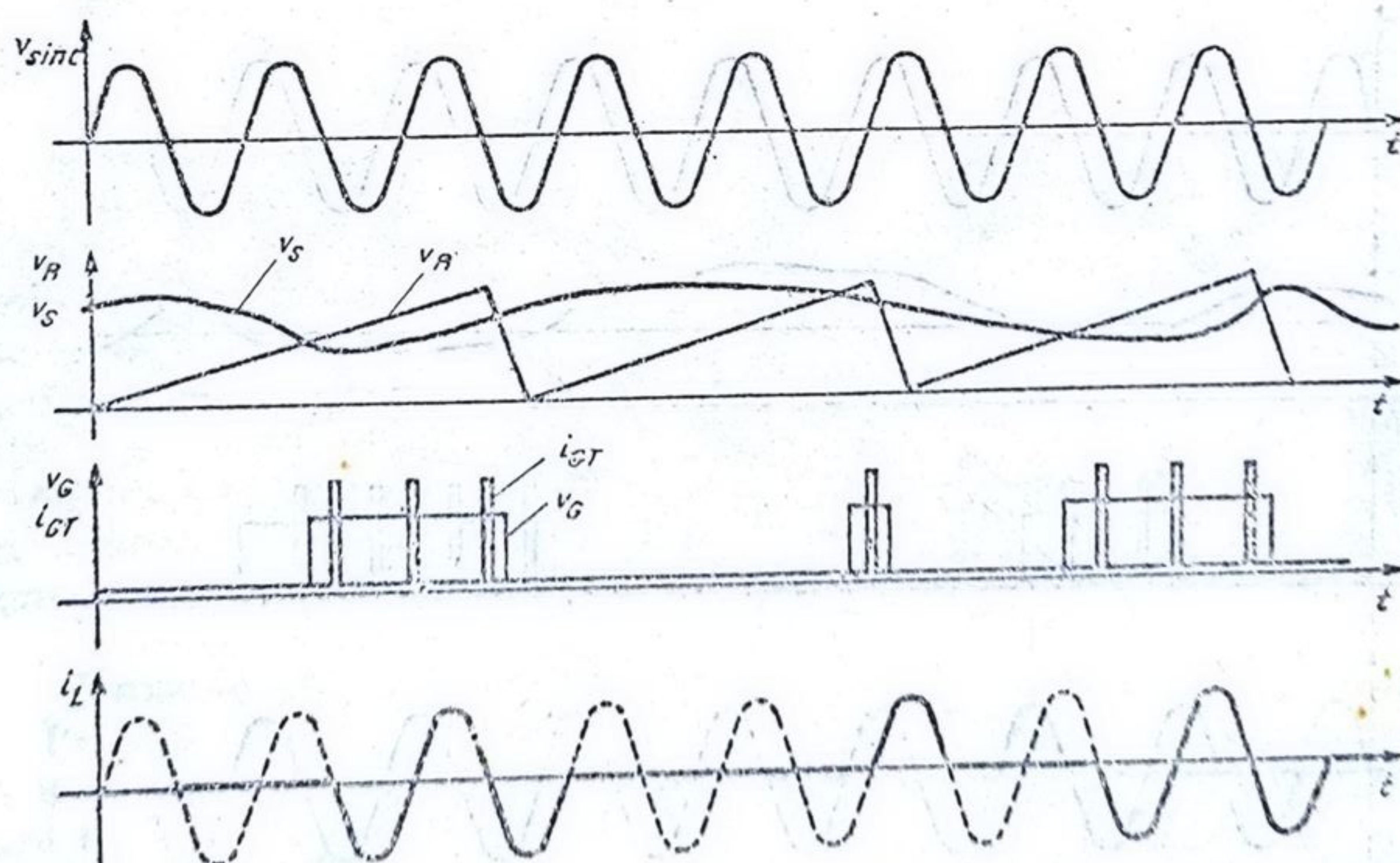


Fig. 2.4. Formele de undă corespunzătoare comenzi prin zero cu referință variabilă.

staționar. Deoarece i_L cuprinde și în acest caz un număr întreg de semialterne comandă descrisă mai sus este de același tip (cu undă plină) ca cea descrisă anterior.

În afara modului de comandă a puterii, un circuit integrat destinat comenzii tiristoarelor se mai poate caracteriza prin:

- lipsa unor surse de alimentare separate, circuitul conținând blocul de redresare și stabilizare a tensiunii de alimentare necesară funcționării;
- nivelul și polaritatea impulsurilor de comandă furnizate la ieșire;
- protecția la scurtcircuit pe poarta tiristorului;
- posibilitatea blocării impulsurilor permițând astfel inhibarea generării impulsurilor de aprindere în anumite intervale de timp;
- posibilitatea detecției momentului anulării curentului anodic al tiristorului, permițându-se astfel comanda optimă a sarcinilor inductive (când noul impuls de aprindere trebuie să apară după anularea curentului anodic);
- posibilitatea reglării duratei impulsurilor generate.

Acestea sînt principalele caracteristici care sînt urmărite atît la analiza circuitului βAA 145 cît și a altor circuite de comandă a tiristoarelor (vezi § 2.6.)

2.1.2. Circuitul βAA 145. Destinație

Circuitul βAA 145 este folosit în aplicațiile care necesită comanda tiristoarelor și triacelor, putînd fi sincronizat direct de rețeaua de c.a. (de obicei 220 V, 50 Hz). Pentru a oferi o înțelegere completă a funcției realizate de circuit se va prezenta cazul cel mai general de funcționare fără a avea deocamdată în vedere o anumită aplicație.

În figura 2.5 este desenat circuitul βAA 145, un semnal de sincronizare oarecare v_{sync} și semnalele de ieșire v_o^+ și v_o^- , toate considerate în raport cu masa.

Funcționarea circuitului βAA 145 este descrisă de formele de undă indicate în figura 2.6.

- Dacă $v_{sync} \geq +0,65$ V (valoare care reprezintă tensiunea V_{BE} de deschidere a unui tranzistor) — vezi figura 2.6.a — v_o^+ se află la un nivel constant de tensiune, egal cu tensiunea de alimentare iar v_o^- se află la un nivel constant de tensiune egal cu aproximativ $+0,3$ V (tensiunea colector-emitor a unui tranzistor saturat).

Condiții fixate de funcționare

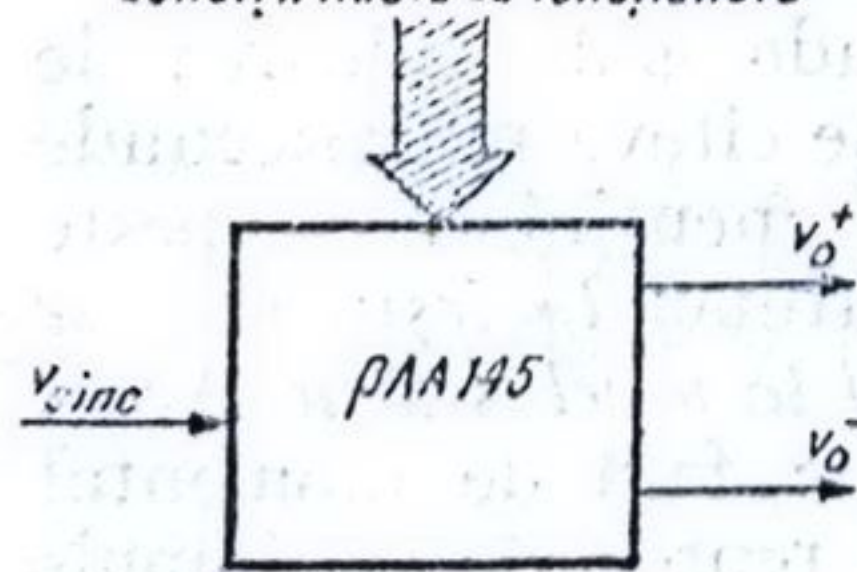


Fig. 2.5. Reprezentarea simbolică a funcției realizate de circuitul integrat βAA 145.

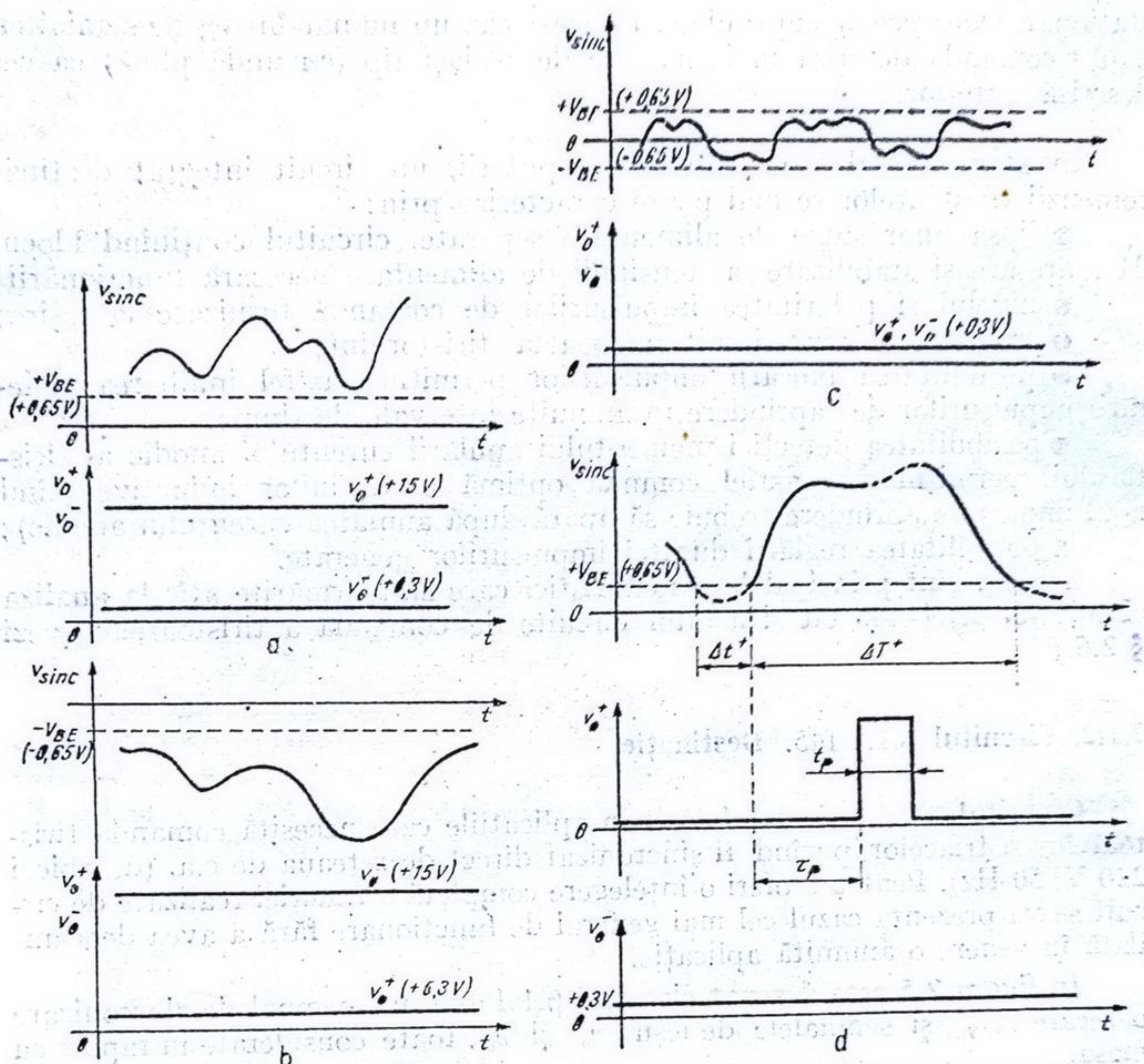


Fig. 2.6.a. Formele de undă la ieșirea circuitului 3AA 145 în cazul $v_{SINC} \geq 0,65 \text{ V}$.
 Fig. 2.6.b. Formele de undă la ieșirea circuitului 3AA 145 în cazul $v_{SINC} \leq -0,65 \text{ V}$.
 Fig. 2.6.c. Formele de undă la ieșirile circuitului în cazul în care $-0,65 \text{ V} \leq v_{SINC} \leq +0,65 \text{ V}$.
 Fig. 2.6.d. Formele de undă la ieșirile circuitului în cazul în care v_{SINC} traversează nivelul tensiunii de $+0,65 \text{ V}$.

● Dacă $v_{SINC} \leq -0,65 \text{ V}$ — vezi figura 2.6. b — situația este inversată față de cazul anterior: v_o^+ se află la un nivel de tensiune scăzută (tensiune de saturație) și v_o^- se află la nivelul tensiunii de alimentare.

● Dacă $-0,65 \text{ V} \leq v_{SINC} \leq +0,65 \text{ V}$ — vezi figura 2.6.c — atât tensiunea v_o^+ cât și tensiunea v_o^- sînt la un nivel de tensiune coborît.

● Dacă v_{SINC} variază ca în figura 2.6.d, adică scade sub valoarea de $+0,65 \text{ V}$, se menține sub această valoare un timp Δt^+ de cîteva microsecunde după care traversează din nou nivelul de $+0,65 \text{ V}$, menținîndu-se peste această valoare un timp ΔT^+ de cîteva milisecunde, atunci la ieșirea v_o^+ se generează un impuls dreptunghiular, ieșirea v_o^- rămînînd la nivel scăzut. Acest impuls, de durată t_p și întîrziat (defazat) cu un timp τ_p față de momentul în care v_{SINC} traversează nivelul de $+0,65 \text{ V}$, poate să reprezinte un impuls

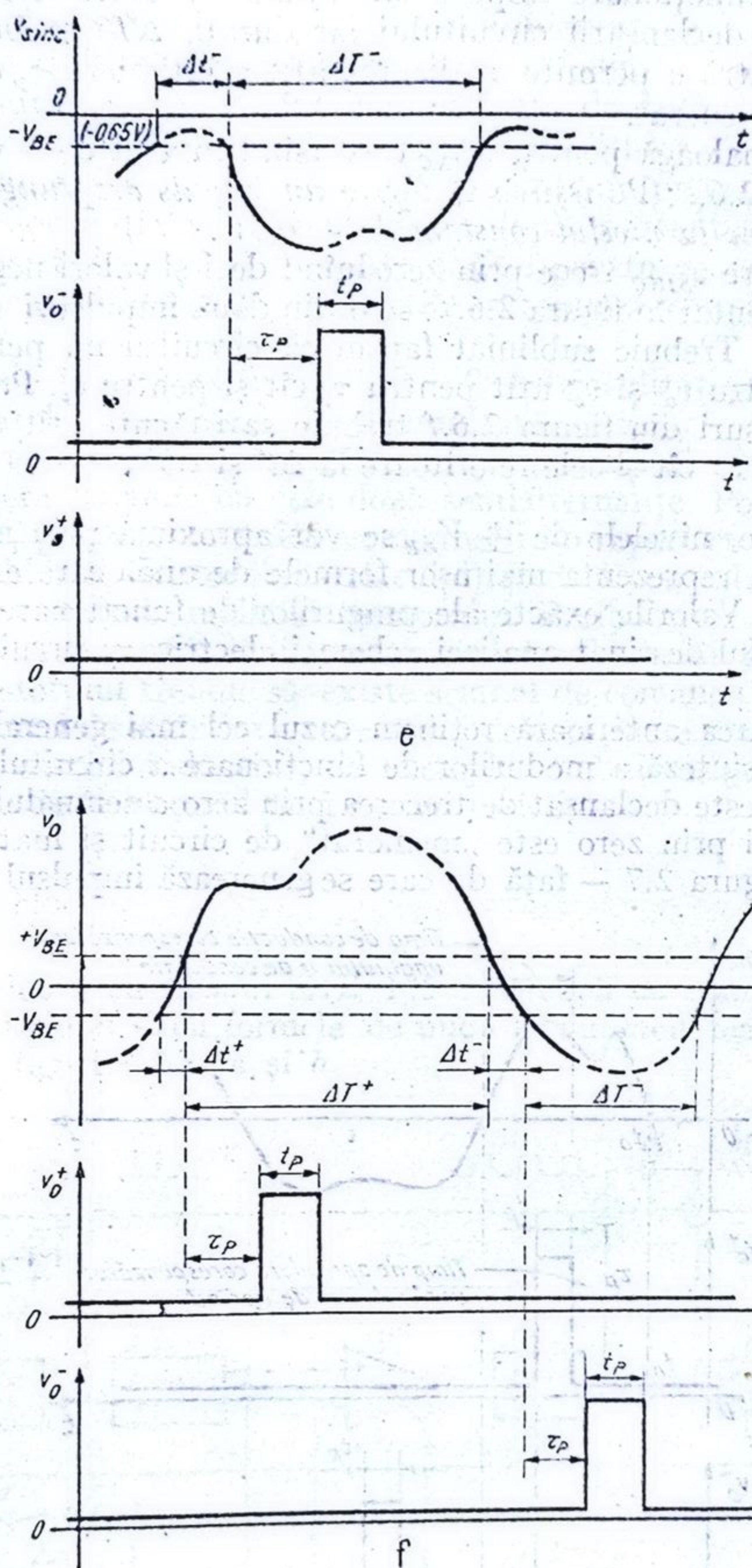


Fig. 2.6.e. Formele de undă la ieșirile circuitului în cazul în care v_{sinc} traversează nivelul tensiunii de $-0,65$ V.
 Fig. 2.6.f. Formele de undă la ieșirile circuitului în cazul în care v_{sinc} traversează nivelul de $0V$.

de aprindere al unui tiristor sau triac. Atît durată t_p cît și întîrzierea τ_p depind de condițiile de funcționare impuse circuitului de către utilizator. Durata Δt^+ este necesară declanșării circuitului iar durată ΔT^+ trebuie să fie suficient de mare pentru a permite realizarea atît a întîrzierii τ_p cît și a duratei t_p a impulsului generat.

• Situația analoagă pentru v_{SINC} traversînd nivelul de $-0,65V$ este prezentată în figura 2.6.e; Pe ieșirea v_o^- apare un impuls dreptunghiular în timp ce ieșirea v_o^+ rămîne la nivelul constant de $+0,3V$.

• Cazul în care v_{SINC} trece prin zero luînd deci și valori negative și valori pozitive este prezentat în figura 2.6.f; se obțin două impulsuri (cîte un impuls pe fiecare ieșire). Trebuie subliniat faptul că circuitul nu permite decît un reglaj comun pentru v_o^+ și v_o^- atît pentru τ_p cît și pentru t_p . Pentru obținerea celor două impulsuri din figura 2.6.f trebuie satisfăcute atît condițiile referitoare la Δt^+ și ΔT^+ cît și cele referitoare la Δt^- și ΔT^- .

În continuare, nivelele de $\pm V_{BE}$ se vor aproxima prin nivelul de $0V$ pentru a se putea reprezenta mai ușor formele de undă care explică funcționarea circuitului. Valorile exacte ale pragurilor de funcționare se vor reconsidera în paragraful destinat analizei schemei electrice a circuitului.

Din prezentarea anterioară reținem cazul cel mai general prezentat în figura 2.6.f ca o sinteză a modurilor de funcționare a circuitului:

• Circuitul este declanșat de trecerea prin zero a semnalului de intrare; momentul trecerii prin zero este „memorat” de circuit și luat ca reper de timp t_0 — vezi figura 2.7 — față de care se generează impulsul v_o^+ (dacă v_{SINC}

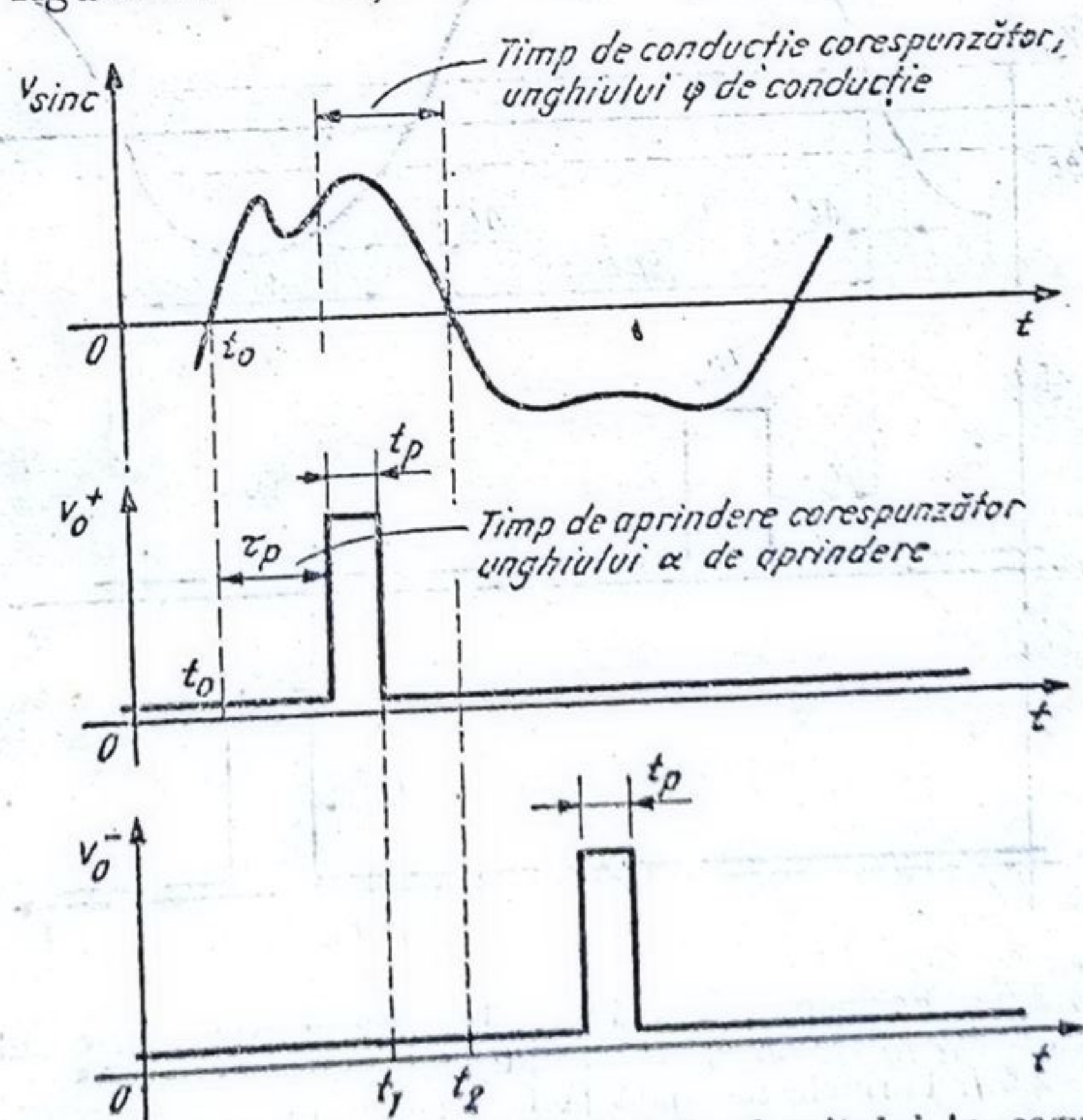


Fig. 2.7. Formele de undă la ieșirile circuitului în cazul general cînd v_{SINC} traversează nivelul de $0V$.

variază în domeniul tensiunilor pozitive) sau v_o^+ și v_o^- când v_{SINC} traversează nivelul de 0 V variind în ambele domenii (pozitiv și negativ) de tensiune.

● Circuitul o dată declanșat este neinfluențat de variația ulterioară a semnalului v_{SINC} atîta vreme cît acesta nu trece din nou prin zero.

● Impulsurile v_o^+ și v_o^- sînt caracterizate de aceiași parametri τ_p și t_p asigurați printr-un reglaj inițial în cadrul condițiilor de funcționare (vezi figura 2.5). Bineînțeles că dacă se asigură, printr-un procedeu oarecare modificarea condițiilor inițiale de funcționare, după momentul t_1 și înainte de momentul t_2 (vezi figura 2.7) se poate obține pentru v_o^- un impuls cu parametri τ_p și t_p modificați față de valorile corespunzătoare lui v_o^+ .

În schemele în care circuitul βAA 145 este utilizat pentru comanda în fază a tiristoarelor, semnalul de sincronizare — v_{SINC} — îl constituie chiar tensiunea de rețea industrială (220V, 50 Hz), circuitul oferind două impulsuri de aprindere sincrone cu cele două semialternanțe. Posibilitatea reglării parametrului τ_p permite controlul momentului (în raport cu anularea tensiunii de rețea) deschiderii tiristorului (triacului) și deci controlul puterii disipate de sarcina din circuitul anodic al tiristorului. Posibilitatea reglării lui t_p permite comanda unui tiristor indiferent de caracterul sarcinii anodice a acestuia (pe poarta tiristorului trebuie să existe semnal de comandă o durată de timp superioară duratei de stabilire a curentului de menținere din circuitul anodic). În cazul unei sarcini inductive, de exemplu, trebuie asigurată o valoare a lui t_p mai mare decît în cazul unei sarcini rezistive.

2.1.3. Schema bloc

Schema bloc a circuitului βAA 145 împreună cu componentele externe (notate cu indicele e) și cu formele de undă în punctele mai importante sînt prezentate în figurile 2.8. *a* și *b*

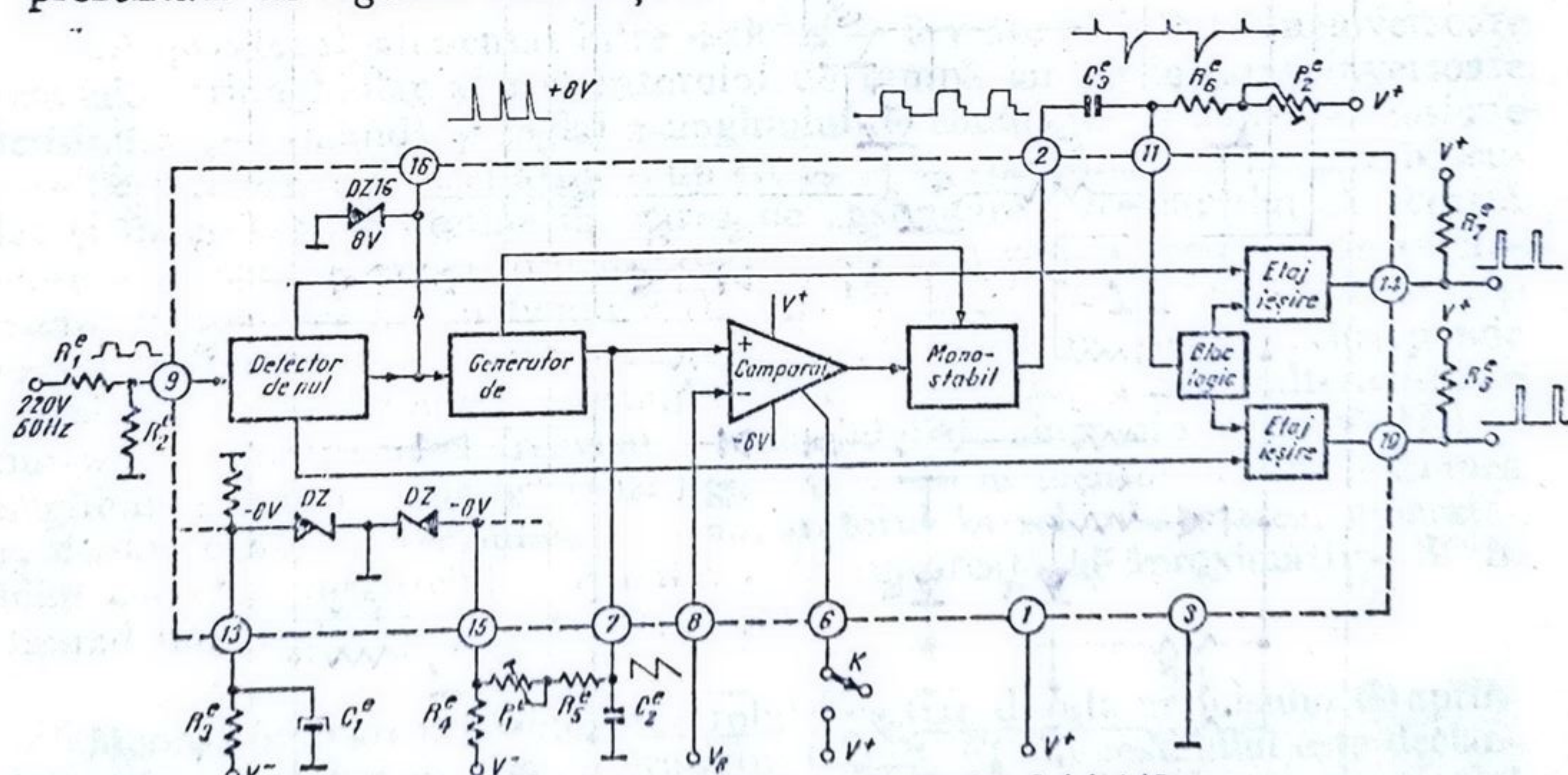


Fig. 2.8.a Schema bloc a circuitului βAA 145.

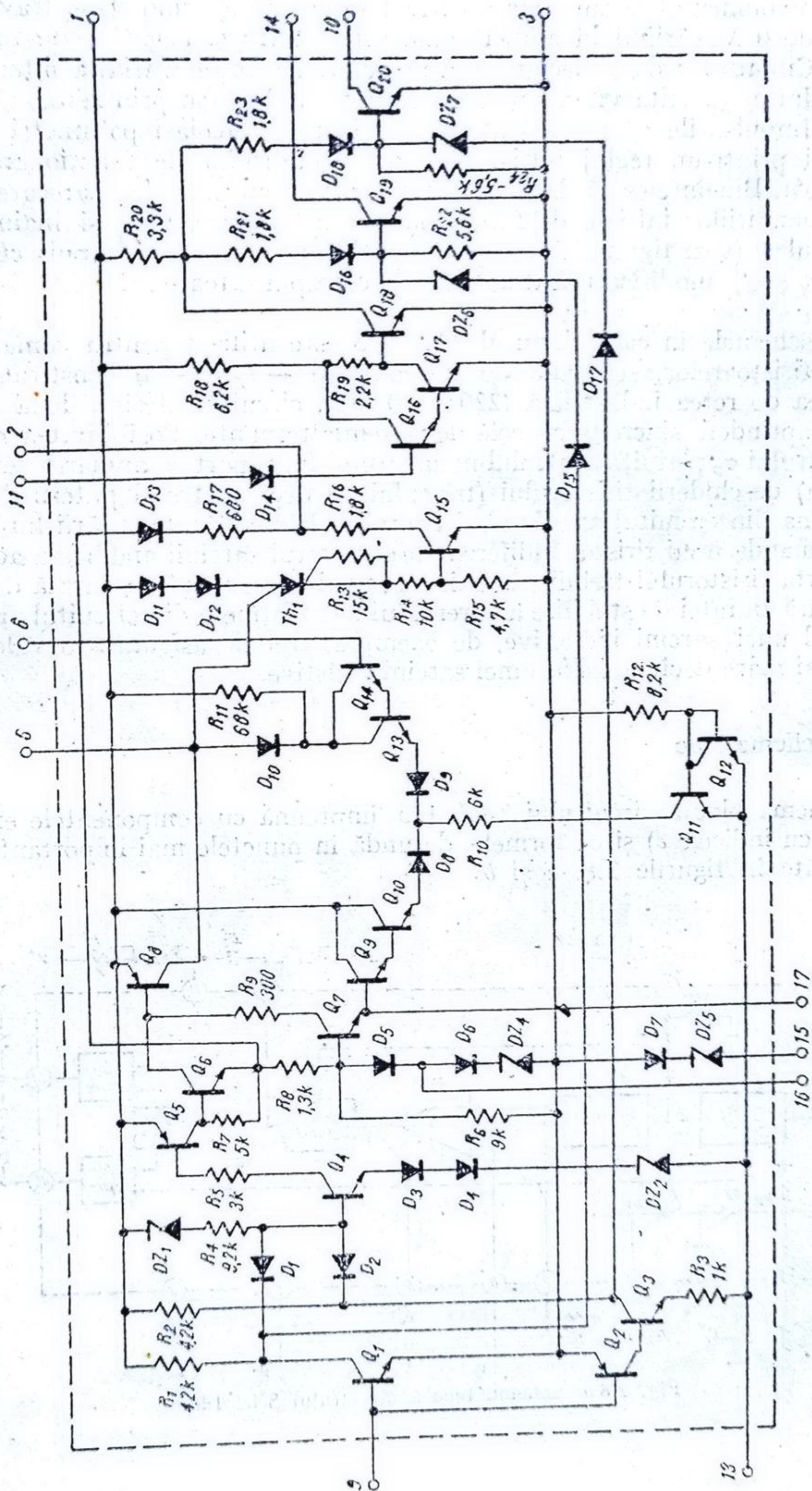


Fig. 2.8.b Schema completă a aparatului 3.A.4 145

Circuitul se compune dintr-un bloc de sincronizare, un detector de nul, un generator de rampă de tensiune, un comparator, un monostabil (cu rol de memorare) un bloc logic și două etaje de ieșire.

Detectorul de nul sesizează trecerile prin zero ale tensiunii de sincronizare limitând totodată semnalul pe terminalul 9 la $\pm V_{BE}$. La fiecare trecere prin zero detectorul generează la terminalul 16 impulsuri cu amplitudinea de $+8V$. Divizorul R_1^e , R_2^e are rolul de a fixa o valoare potrivită pentru viteza de variație prin zero a semnalului de sincronizare. Această viteză este critică pentru funcționarea corectă a circuitului. O viteză mare de variație nu permite declanșarea circuitului (nu este satisfăcută condiția pentru Δt^+ sau Δt^- din § 2.1.2) iar o viteză mică de variație limitează performanțele circuitului reducând intervalul de reglaj (control) pentru unghiul de aprindere. De asemenea, R_1^e mai are un rol foarte important — de limitare a curentului absorbit de circuit prin terminalul 9 de la circuitul extern ce asigură semnalul de sincronizare.

Generatorul de rampă încarcă rapid capacitatea C_2^e la $+8V$ la fiecare impuls generat de detectorul de nul pe terminalul 16 și o lasă să se descarce lent prin R_3^e , P_1^e către tensiunea de $-8V$ în perioada dintre două impulsuri de trecere prin zero (durata acestei descărcări este de 10 ms pentru un impuls de sincronizare de 50 Hz). Se obține astfel, pe terminalul 7, o rampă de tensiune.

În timpul impulsului de trecere prin zero are loc, simultan cu încărcarea capacității C_2^e și încărcarea capacității C_3^e conectată la terminalul 2, pînă la valoarea tensiunii de alimentare, stare echivalentă cu activarea monostabilului („așteptarea” momentului de declanșare a impulsului de aprindere). Rampa de tensiune de pe terminalul 7 se aplică intern, pe intrarea neinvertoare a comparatorului.

Comparatorul, alimentat între $+V^+$ și $-8V$ are pe intrarea neinvertoare semnalul triunghiular al generatorului de rampă iar pe intrarea inversoare tensiunea de comandă și reglaj a unghiului de conducție. Rampa de tensiune este decrescătoare și deci atîta timp cît $v_7 > V_8$ comparatorul nu este basculat și monostabilul rămîne în starea de „așteptare”. Reamintim că această stare a început în momentul ultimei treceri prin zero a tensiunii de sincronizare (momentul t_0 din figura 2.7). Această perioadă de timp în care deși există semialternanța pozitivă sau negativă, tiristorul nu conduce, corespunde unghiului α „de aprindere”, complementar — în raport cu semialternanța ce durează 10 ms (pentru frecvența semnalului de sincronizare de 50 Hz) — unghiului φ „de conducție” (vezi figura 2.7). În momentul în care tensiunea v_7 devine egală cu tensiunea v_8 , comparatorul își schimbă starea, monostabilul comută, descărcînd capacitatea C_3^e (încărcată la aproximativ $+V^+$ în timpul impulsului de trecere prin zero).

Monostabilul are în primul rînd rolul de a fixa durata impulsului de aprindere prin constanta de timp a grupului C_3^e , P_2^e , R_0^e . Monostabilul este declanșat de bascularea comparatorului. Saltul negativ care apare pe terminalul

2 trece spre terminalul 11 comandînd blocul logic de ieșire. Acesta este momentul apariției la ieșire a impulsului de aprindere (pe terminalul 14 sau pe terminalul 10).

Blocul logic și etajele de ieșire au rolul de a distribui impulsul negativ furnizat de monostabil către ieșirea 14 (corespunzătoare semialternanței pozitive a semnalului de sincronizare) sau către ieșirea 10 (corespunzătoare semialternanței negative). Dacă există semnal (impuls) pe una din ieșiri, pe cealaltă ieșire tensiunea este nulă. Ieșirile fiind de tip *colector în gol*, apariția impulsurilor de aprindere este posibilă numai prin legarea unor rezistențe R_7^e și R_8^e la o tensiune pozitivă mai mare decît $+8V$ (de obicei aceasta este chiar tensiunea de alimentare pozitivă V^+).

Formele de undă la terminalele circuitului în configurația externă din figura 2.8 se pot urmări în figura 2.9.

Înainte de a trece la descrierea circuitului și prezentarea parametrilor vom fixa în cazul unui tiristor convențiile referitoare la unghiul de aprindere și unghiul de conducție. Figura 2.9 prezintă tensiunea de sincronizare cu rețeaua v_{sync} (trasată cu linie punctată) și curentul de sarcină i_L (trasat cu linie continuă). *Unghiul de aprindere* este notat cu α și reprezintă echivalentul intervalului de timp cuprins între momentul ultimei treceri prin zero a tensiunii de sincronizare și momentul apariției primului impuls de aprindere. *Unghiul de conducție* este notat cu φ și reprezintă echivalentul intervalului de timp cuprins între momentul aprinderii tiristorului și momentul primei sale blocări (datorate anulării tensiunii de rețea). Trebuie subliniat că toate aceste considerații sînt valabile și în cazul unui triac chiar dacă acest lucru nu este precizat de fiecare dată. Comutatorul K (vezi figura 2.8.a) conectat la terminalul 6 permite inhibarea generării impulsurilor atunci cînd este închis deoarece acțiunea lui asupra comparatorului anulează efectul tensiunii V_s , menținînd monostabilul în poziția „de așteptare” pe toată perioada de timp în care este închis.

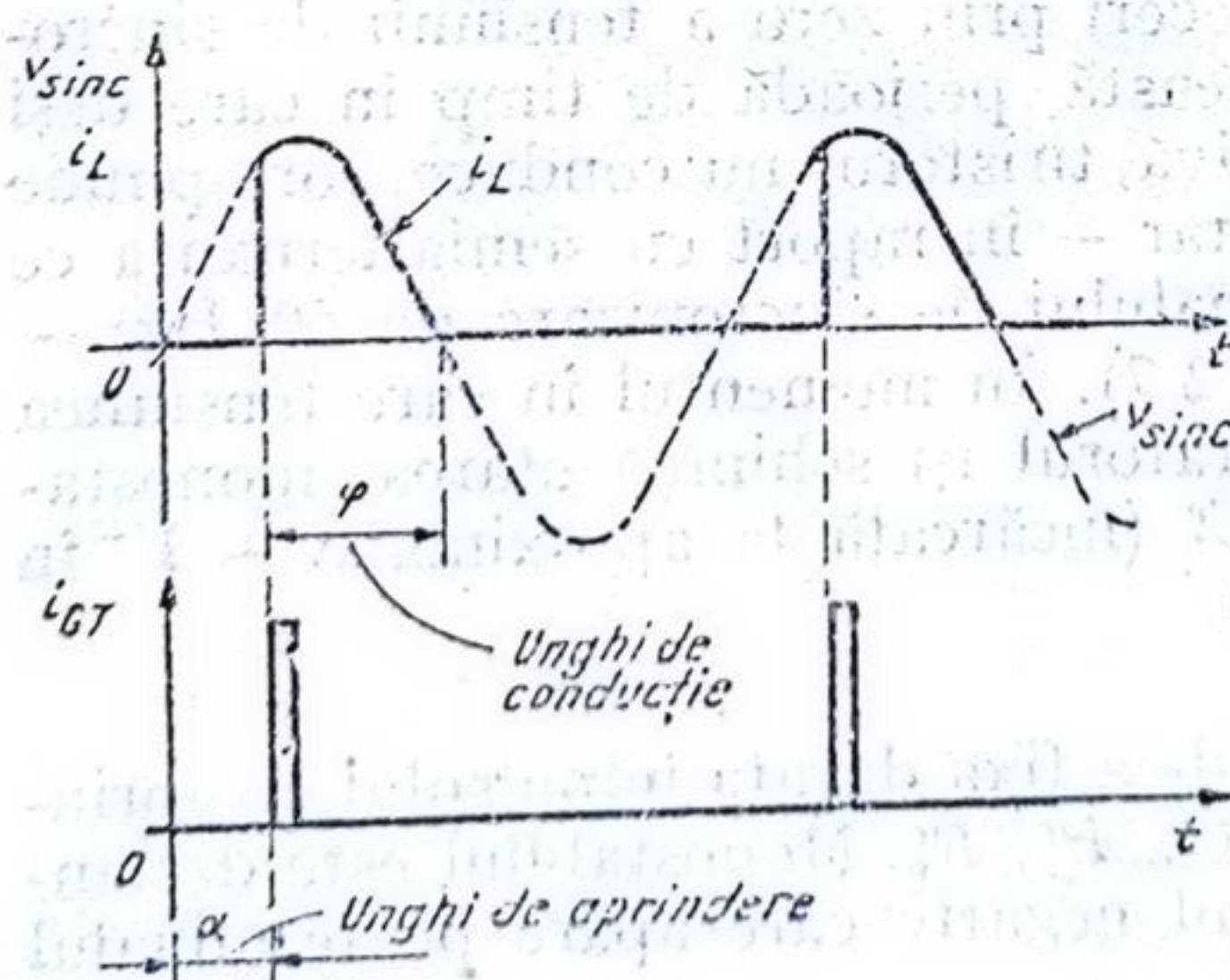


Fig. 2.9. Formele de undă și convențiile referitoare la unghiul de aprindere și cel de conducție pentru un tiristor.

2.2. Schema electrică

Schema electrică și funcționarea circuitului $\beta AA 145$ pot fi urmărite cu ușurință deoarece el este destul de bine individualizat în blocuri funcționale (vezi figurile 2.8. a și b)

Numărul relativ mare de componente externe necesare funcționării nu permite prezentarea separată, individuală a fiecărui bloc în parte, decât în conexiune cu componentele externe aferente lui. Acesta este și modul în care se va prezenta funcționarea circuitului. Toate componentele externe vor fi notate cu un indice superior, e . Se va explica influența fiecărei componente externe asupra funcționării corecte, performanțelor dorite și fiabilității circuitului integrat.

2.2.1. Alimentarea circuitului

Pentru funcționare, circuitul are nevoie de o sursă de tensiune pozitivă $V^+ = 12 \dots 18 \text{ V}$ capabilă să furnizeze un curent de sarcină de 100 mA. Deși în regim static circuitul consumă aproximativ 30 mA (nu se consideră curentul absorbit de tranzistoarele de ieșire de tip *open collector*), în regim dinamic de funcționare, circuitul solicită pulsuri de curent (în terminalul 2 și în terminalul 7), de pînă la 60 ... 70 mA, necesare încărcării unor capacități externe. Intern, circuitul nu prezintă vreun bloc de stabilizare astfel încît tensiunea V^+ aplicată între terminalele 1 și 3 trebuie să fie stabilizată. Nu se cer performanțe deosebite de stabilizare. Singurul pericol în ceea ce privește sursa V^+ este solicitarea ei la pulsuri foarte scurte (de ordinul a câtorva μs) de curent mare (60 mA) față de curentul mediu consumat (30 mA). De remarcat că aceste pulsuri au loc la trecerile prin zero ale tensiunii de sincronizare. Dacă tensiunea de sincronizare este chiar tensiunea de rețea, fără o filtrare suficientă a tensiunii V^+ , funcționarea circuitului este compromisă. Căderea tensiunii V^+ în momentele trecerii prin zero a tensiunii de rețea chiar pentru momente foarte scurte (μs) anulează funcționarea circuitului. Toate aceste observații sînt valabile pentru cazul în care circuitul este sincronizat cu tensiunea de rețea (situație care corespunde majorității aplicațiilor). Dacă circuitul este sincronizat cu o tensiune cu o frecvență superioară celei de 50 Hz (de exemplu 500 Hz) situația prezentată mai sus nu este atît de critică.

Pentru funcționare, circuitul mai are nevoie de o sursă negativă de curent $I^- = 15 \dots 25 \text{ mA}$ aplicată între terminalele 3 și 13 (TABS), la o tensiune mai mare de 10 V. Schema internă conține o diodă Zener ce stabilizează tensiunea pe terminalul 13 la aproximativ -8 V . De aceea, sursa de curent I^- trebuie să furnizeze curentul de 15 ... 25 mA la o tensiune superioară valorii maxime a tensiunii V_{z13} (care este de 9 V). Blocul ce asigură alimentarea negativă este prezentat în figura 2.10.

Condensatorul extern C_1^e are rolul de a filtra tensiunea V_{z13} . Curentul necesar funcționării, I^- este determinat de valoarea sursei V^- disponibile (oricum, mai mare decît 10 V) și de valoarea rezistenței R_3^e . Relația de calcul

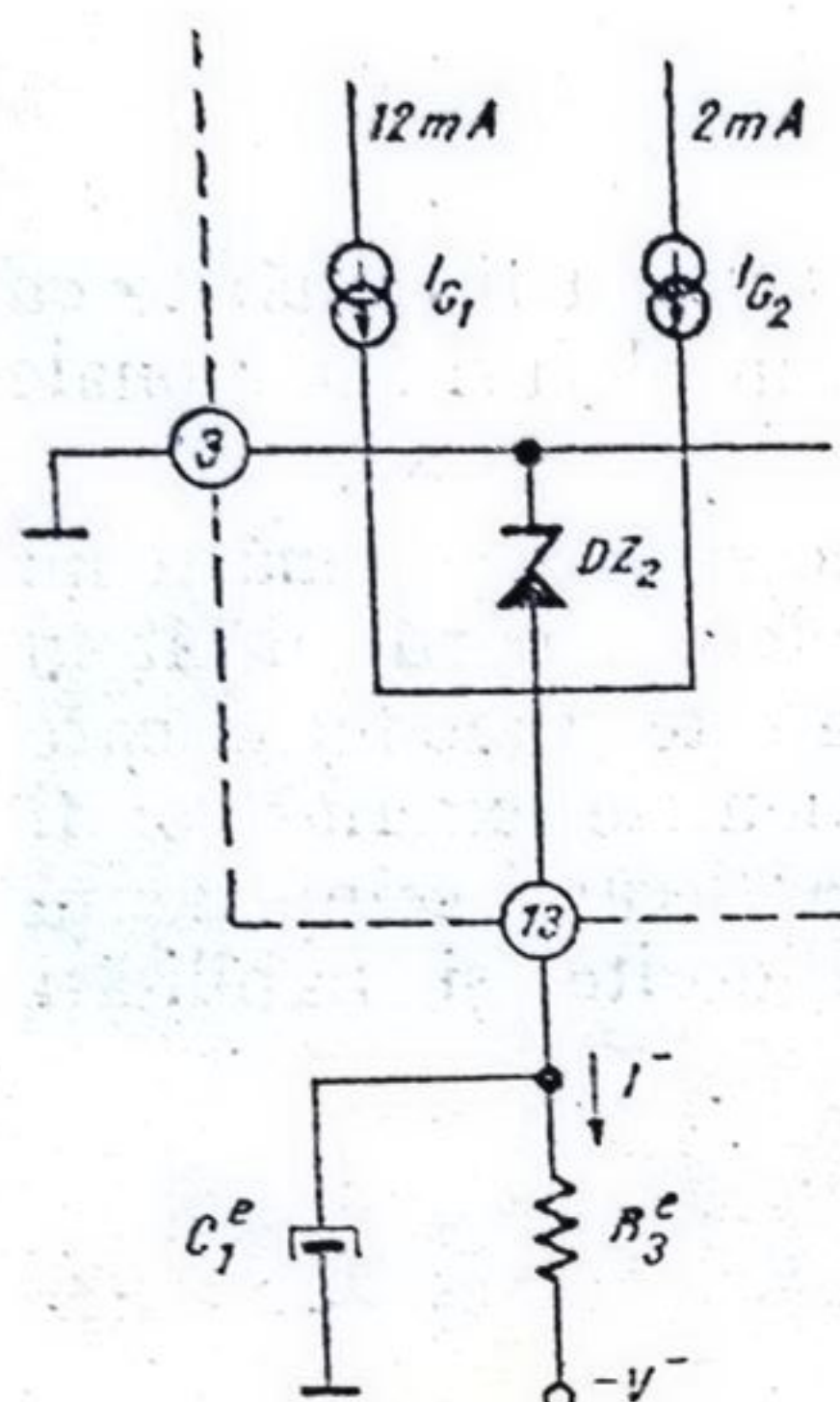


Fig. 2.10. Schema de alimentare negativă a circuitului 3AA 145.

între R_3^e și V^- necesită cunoașterea curentului I^- necesar funcționării corecte a circuitului.

Orice valoare cuprinsă între 15 mA și 25 mA este corectă. Se recomandă însă alegerea valorii $I^- = 20$ mA, deoarece curenții I_{G1} și I_{G2} sînt supuși unor variații de $\pm 20\%$ prin procesul de fabricație. O valoare mică a lui I^- lasă insuficient curent prin dioda DZ_2 . O valoare puțin mai mare decît cea tipică, pentru I^- nu pune în pericol DZ_2 (în cazul în care I_{G1} și I_{G2} ar rezulta de valori mici) deoarece, constructiv, dioda DZ_2 este capabilă să disipe chiar 80 mW. Relația de calcul pentru R_3^e este evidentă:

$$R_3^e = \frac{V^- - |V_{13}|_{\max}}{I^-} \quad (2.1)$$

Dacă se alege, de exemplu, $V^- = 15$ V, $I^- = 20$ mA, relația 2.1 conduce la:

$$R_3^e = \frac{15 - 9}{20} \frac{V}{\text{mA}} = 0,3 \text{ k}\Omega. \quad (2.2)$$

Se poate alege deci $R_3^e = 330 \Omega$ deoarece această valoare conduce în condițiile *tipice* de funcționare a circuitului ($|V_{13}| = 8$ V) la un curent:

$$I^- = \frac{15 - 8}{0,33 \text{ k}\Omega} \frac{V}{\text{mA}} = 21 \text{ mA}. \quad (2.3)$$

Puterea disipată de rezistența R_3^e se calculează ușor, în condițiile cele mai defavorabile de funcționare.

$$P_{\max} = (V^- - |V_{13\min}|) \times I^-. \quad (2.4)$$

Deci:

$$P_{\max} = (15 - 7) \times 20 \text{ mA} = 160 \text{ mW} \quad (2.5)$$

Acum, R_3^e este determinată complet:

$$R_3^e = 330 \Omega \pm 5\%, \quad P_{\max} = 0,25 \text{ W}.$$

Condensatorul de filtrare C_1^e îndeplinește condițiile:

$$C_1^e = 100 \mu\text{F}, \quad V_{\max} = 25 \text{ V}.$$

În ceea ce privește influența grupului R_3^e, C_1^e , asupra funcționării circuitului, se poate constata ușor că:

- scurtcircuitarea rezistenței R_3^e provoacă defectarea catastrofală a circuitului prin distrugerea diodei DZ_2 ;
- o valoare mare a curentului de fugă a condensatorului C_1^e provoacă nefuncționarea circuitului prin insuficiența curentului I^- necesară generatoarelor I_{G1}, I_{G2} (vezi figura 2.10);

— scurtcircuitarea condensatorului C_1^e pune la masă terminalul 13, oprește funcționarea circuitului (fără să-l distrugă) și distruge rezistența R_2^e pe care se disipă o putere superioară valorii maxime alese (de 0,25 W).

Schema completă de alimentare, ce sintetizează cele discutate mai sus este prezentată în figura 2.11.

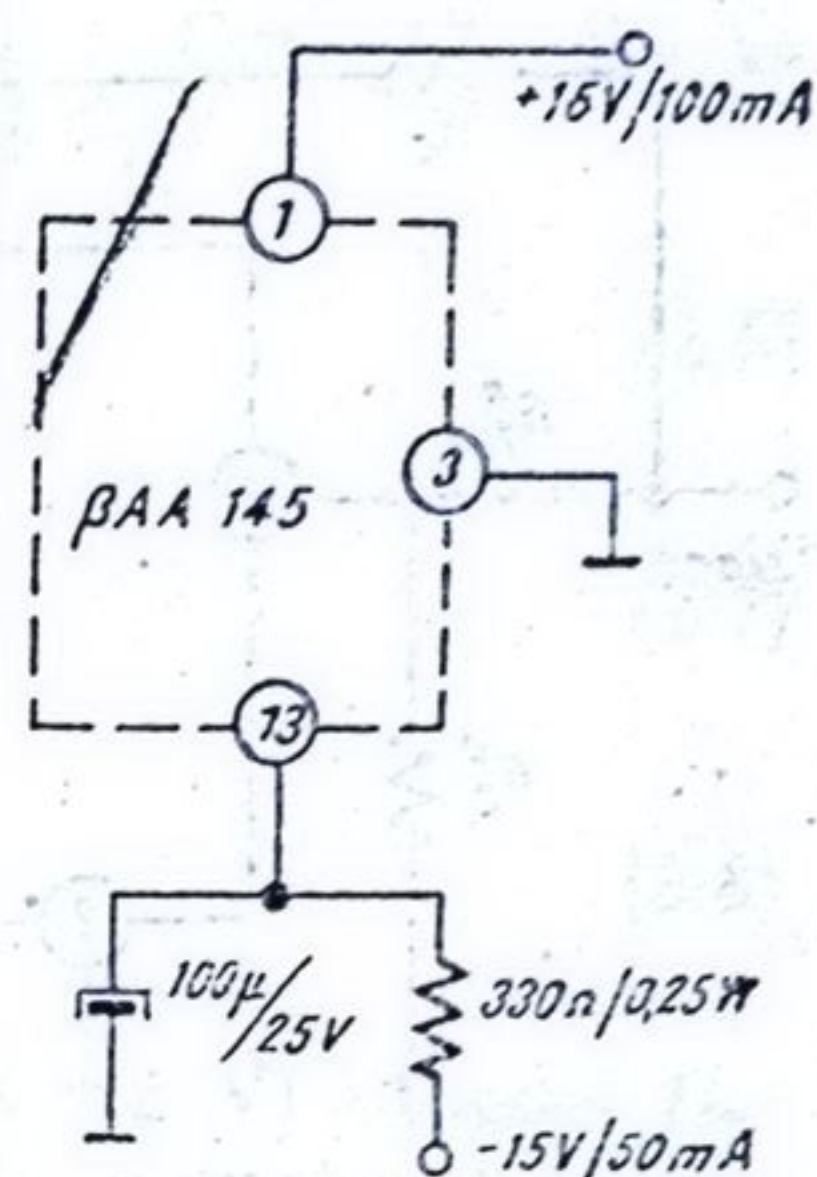


Fig. 2.11. Schema completă de alimentare tipică a circuitului BAA 145.

2.2.2. Blocul de sincronizare și detectorul de nul

Blocul de sincronizare are rolul de a sincroniza generarea impulsurilor de aprindere cu apariția semi-alteranțelor negative sau pozitive în circuitul anodic al tiristorului (triacului) comandat. Deci, tensiunea de sincronizare, notată cu v_{SINC} în § 2.1.2, fie că este sau nu este tensiunea de rețea, trebuie să se aplice atât în terminalul 9 al circuitului de sincronizare cât și în circuitul anodic al tiristorului (triacului).

În figurile 2.12, 2.13 se explică modul în care trebuie aplicată tensiunea v_{SINC} pentru un tiristor, respectiv triac. Toate aplicațiile de putere necesită conectarea tiristorului în rețeaua de c.a. și deoarece tensiunea din circuitul anodic al tiristorului trebuie să fie aceeași cu tensiunea din terminalul 9 al circuitului, rezultă că v_{SINC} în aplicațiile de putere este chiar tensiunea de rețea.

Schema electrică a blocului de sincronizare și detecție prin zero împreună cu componentele externe R_1^e și R_2^e este prezentată în figura 2.14. Funcționarea acestui etaj este ușor de înțeles: tensiunea v_{SINC} atenuată de grupul R_1^e și R_2^e este aplicată terminalului 9 al circuitului unde este limitată la valoarea de $\pm 0,7$ V (corespunzătoare tensiunilor V_{BE1} și V_{BE2} ale tranzistoarelor Q_1 și Q_2). În intervalul de timp în care V_9 este $+0,7$ V, tranzistorul

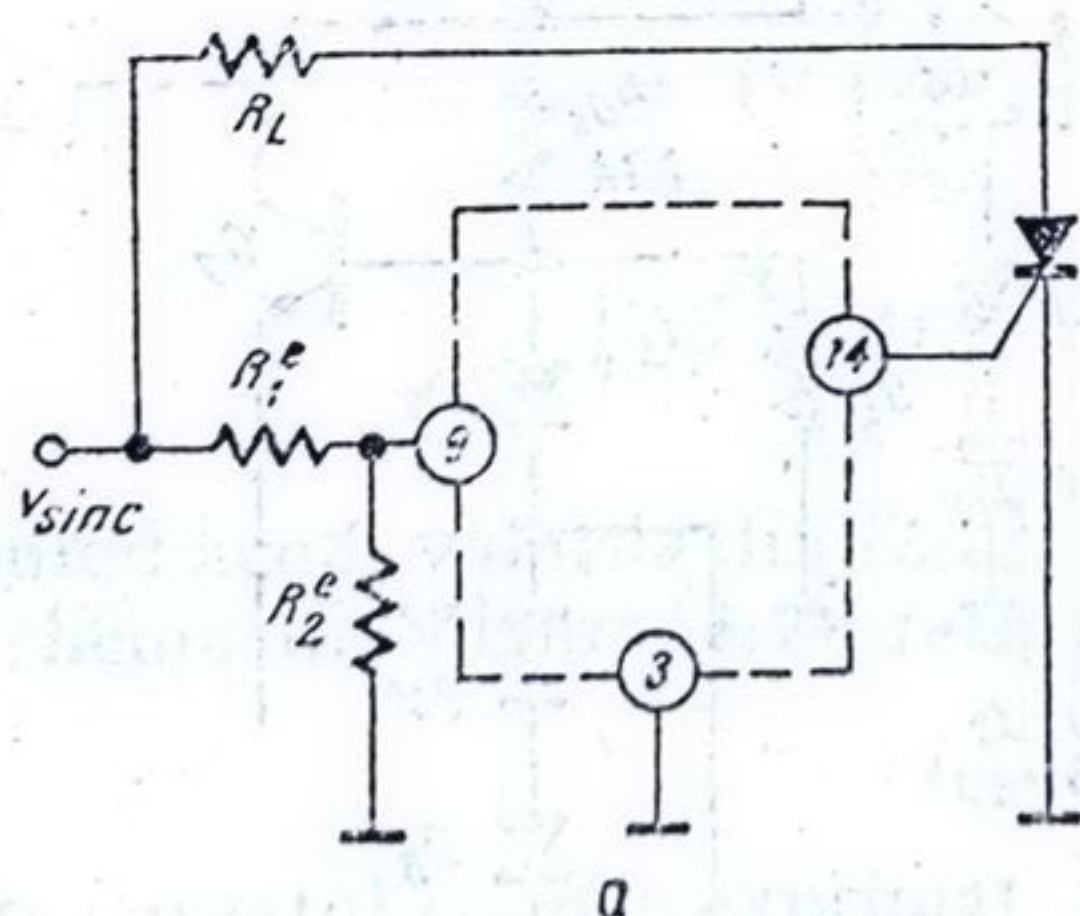


Fig. 2.12. Schema de sincronizare pe semialternanța pozitivă pentru un tiristor.

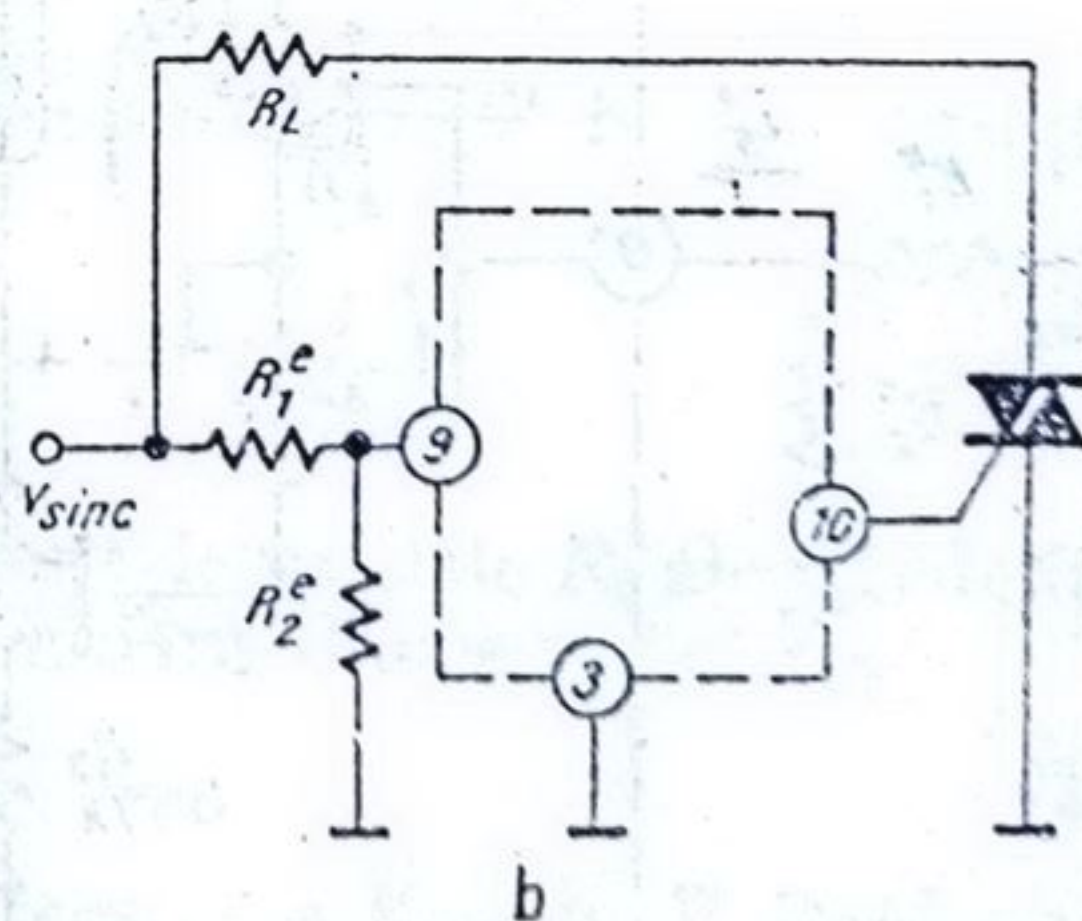


Fig. 2.13. a. Schema de sincronizare pe semialternanța negativă pentru un triac.

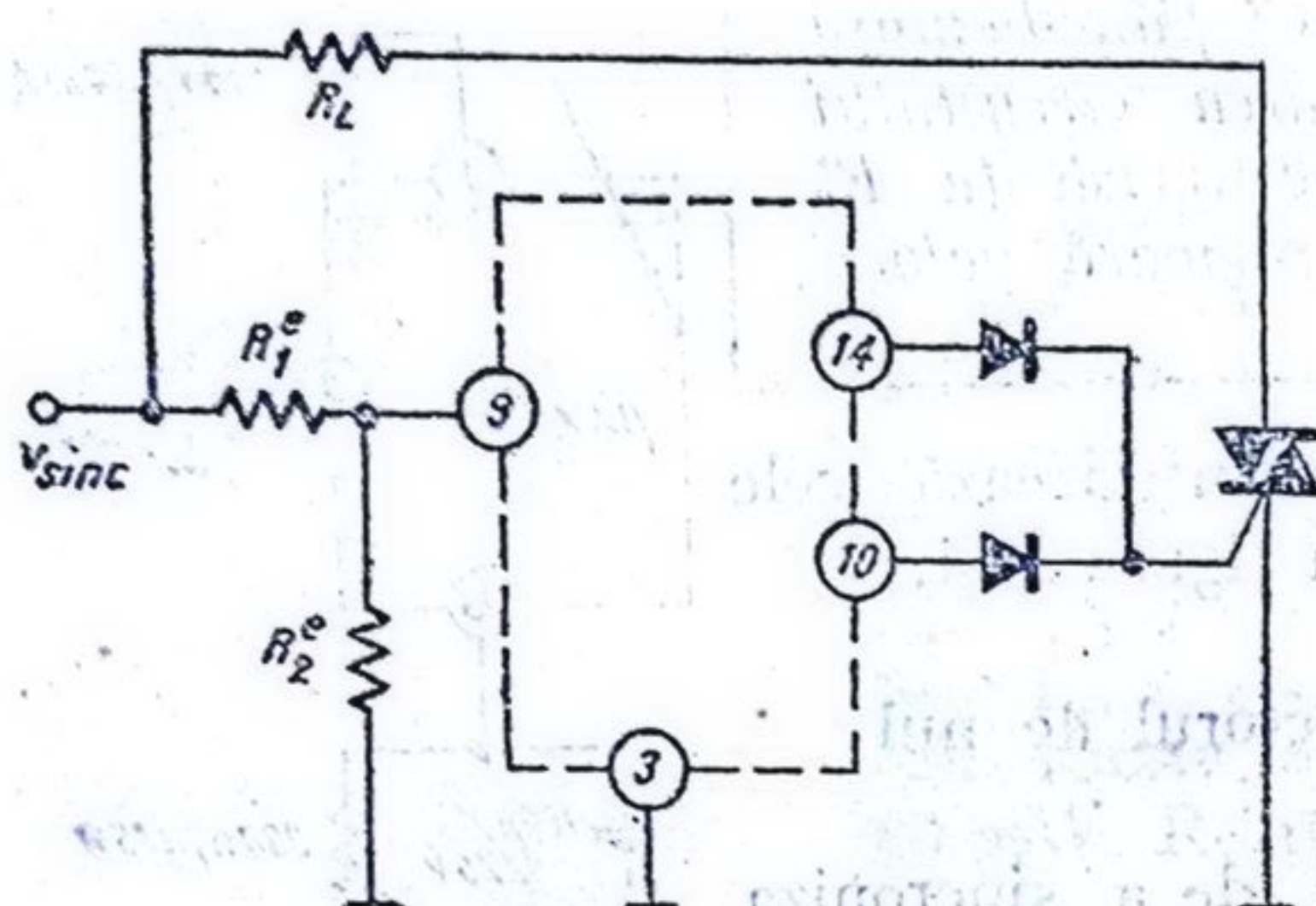


Fig. 2.13. b. Schema de sincronizare pe semialternanțele negative și pozitive pentru un triac.

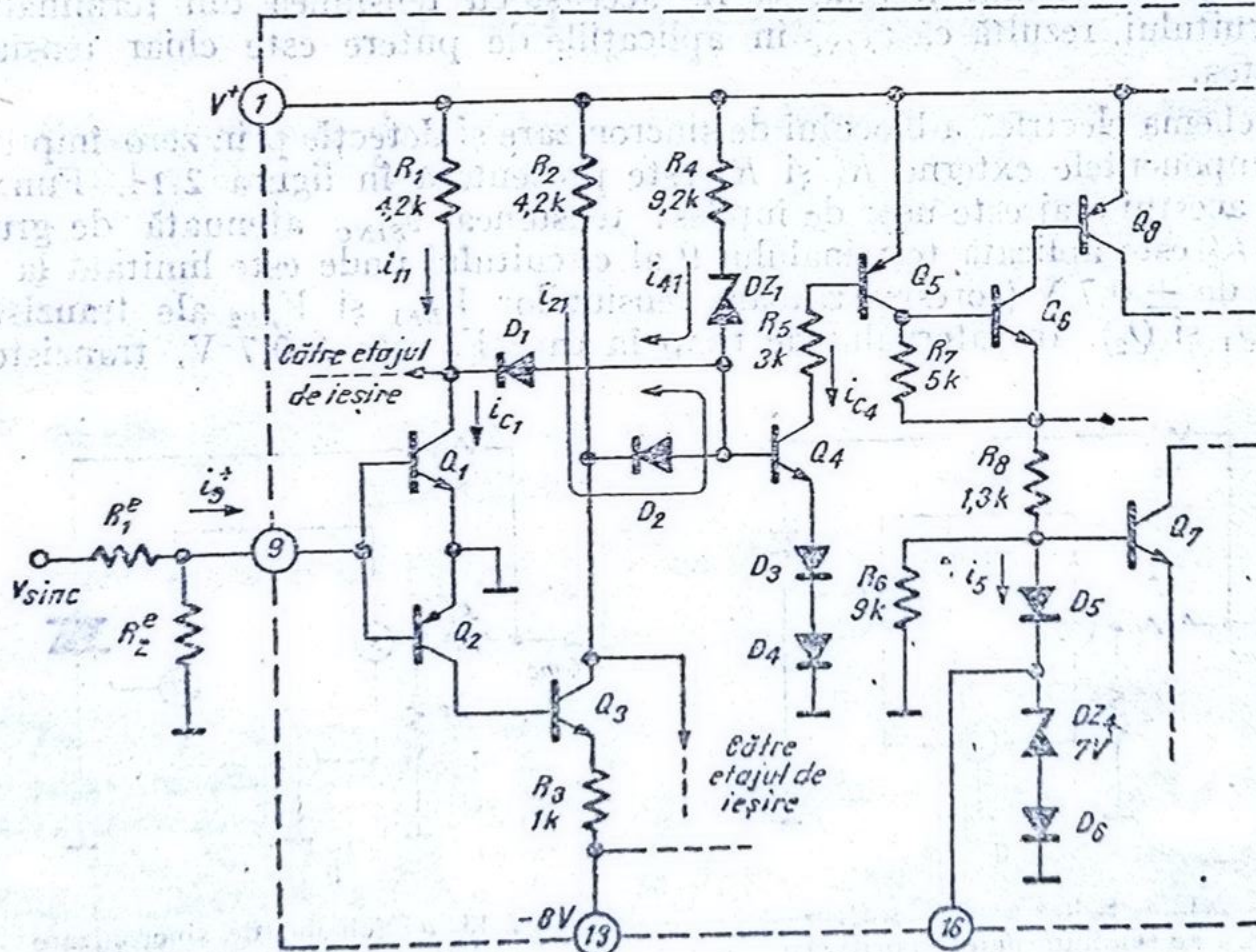


Fig. 2.14. Schema blocului de sincronizare și detecție.

Q_1 este deschis în regiunea de saturație și Q_2 este blocat. Curenții care se închid prin Q_1 sînt reprezentați pe figură și sînt egali cu:

$$i_{11} = \frac{V^+ - v_{CE1}}{R_1}, \quad (2.6)$$

$$i_{41} = \frac{V^+ - V_{z1} - V_{D1} - v_{CE1}}{R_4}, \quad (2.7)$$

$$i_{21} = \frac{V^+ - V_{D2inv} - v_{CE1}}{R_2}, \quad (2.8)$$

unde cu V_{D2inv} s-a notat tensiunea inversă (de aproximativ 7,2 V) a diodei D_2 . Tranzistorul Q_1 , care conduce în saturație trebuie să aibă o asemenea tensiune colector-emitor încît să nu permită deschiderea tranzistorului Q_4 . Diodele D_3 și D_4 ușurează această sarcină crescînd pragul de deschidere al lui Q_4 la valoarea:

$$v_{B4} = v_{BE4} + v_{D3} + v_{D4}. \quad (2.9)$$

Condiția de blocare a lui Q_4 este:

$$v_{CE1} + v_{D1} < v_{B4}. \quad (2.10)$$

Este evident că trebuie o valoare cît mai mică pentru v_{CE1} . Dacă $v_D \approx v_{BE} \approx 0,65$ V rezultă că este necesar ca

$$v_{CE1} < 1,3 \text{ V}. \quad (2.11)$$

Curentul de colector la care trebuie asigurată această tensiune se calculează ușor cu relațiile 2.6, 2.7, 2.8 în condițiile cele mai defavorabile:

$$V^+ = 18 \text{ V},$$

$$R'_i = 0,8 R_i \quad i = 1, 2, 3. \quad (2.12)$$

Rezultă relația:

$$i_{c1} = i_{11} + i_{41} + i_{21}$$

$$i_{c1} = V^+ \left(\frac{1}{R'_1} + \frac{1}{R'_2} + \frac{1}{R'_4} \right) - \left(\frac{V_{z1} + V_{D1}}{R'_4} + \frac{V_{D2inv}}{R'_2} \right) - v_{CE1} \left(\frac{1}{R'_1} + \frac{1}{R'_2} + \frac{1}{R'_4} \right) \quad (2.13)$$

Înlocuind acum valorile din (2.12) și ținînd cont de valorile R_i ale rezistențelor din schema din figura 2.14 rezultă relația liniară dintre i_{c1} și v_{CE1}

$$i_{c1} = 12 - 0,7 v_{CE1}. \quad (2.14)$$

în care curentul i_{c1} este exprimat în mA și tensiunea V_{CE1} în V. Dacă punem condiția (2.11) rezultă că:

$$11 \text{ mA} \leq i_{c1} \leq 12 \text{ mA}. \quad (2.15)$$

Tranzistorul Q_1 trebuie deci să aibă la un curent de 12 mA o tensiune de saturație mai mică decît 1,3 V. Tranzistorul integrat Q_1 asigură această cerință cu condiția ca grupul de rezistențe externe R_1^e , R_2^e să-i ofere suficient curent în bază. Iată o primă condiție ce trebuie satisfăcută de componentele externe ce privesc blocul de sincronizare și detecție: *aceea de a asigura suficient curent de bază tranzistorului Q_1 pentru a-l satura și a permite blocarea lui Q_4 .* Considerînd cazul cel mai defavorabil al unui cîștig minim $\beta_N = 30$ pentru Q_1 , rezultă:

$$i_9^+ > \frac{i_{c1}}{\beta_N} = \frac{12}{30} \text{ mA} = 0,4 \text{ mA}. \quad (2.16)$$

Atunci cînd v_9 scade sub $-0,7$ V se deschid în saturație Q_2 și Q_3 și se blochează Q_1 . Tranzistorul Q_4 este din nou blocat de tranzistorul saturat Q_3 . Curenții sînt acum colectați de Q_3 și situația este complementară aceleia descrise anterior. Singura deosebire o constituie faptul că tranzistorul Q_3 nu primește curentul de bază direct din terminalul 9 ci prin intermediul tranzistorului pnp Q_2 astfel că grupul Q_2 , Q_3 , acționînd ca un montaj Darlington micșorează considerabil curentul absorbit din terminalul 9 necesar saturării lui Q_3 . Deci, pentru o valoare negativă a tensiunii de sincronizare trebuie ca,

$$i_9^- > \frac{i_{c3}}{\beta_N \beta_P}$$

unde i_{c3} (rezultă imediat din calcul) este egal cu i_{c1} iar β_N și β_P sînt cîștigurile minime ale tranzistoarelor nnp , respectiv pnp Q_2 și Q_3 (30 și, respectiv, 10):

$$|i_9^-| > \frac{12}{30 \cdot 10} \text{ mA} = 0,04 \text{ mA}. \quad (2.17)$$

Deci cînd $i_9^+ > 0,4$ mA sau $|i_9^-| > 0,04$ mA tranzistorul Q_4 este blocat și deci Q_5 , Q_6 , Q_8 sînt și ele blocate. În diodele D_5 , DZ_4 , D_6 nu se injectează curent și deci tensiunea la terminalul 16 este zero.

De îndată ce $i_9^+ < 0,4$ mA sau $|i_9^-| > 0,04$ mA, tranzistoarele Q_1 și Q_3 nu mai sînt saturate permițînd lui Q_4 să se deschidă. Urmează apoi deschiderea succesivă a lui Q_5 , Q_6 , Q_8 care furnizează un curent i_5 (vezi figura 2.14) de aproximativ 8 mA grupului de diode D_5 , DZ_4 , D_6 . În terminalul 16 apare o tensiune de aproximativ 8 V pe toată durata intervalului de timp în care Q_4 este deschis. Dacă v_{SINC} este un semnal sinusoidal, atunci orice trecere prin zero a tensiunii generează un impuls de 8 V în terminalul 16. Durata acestui impuls numit *impuls de nul* depinde de durata Δt în care tensiunea v_{SINC} este mai mică în valoare absolută decît $+0,7$ V. De fapt, durata impulsului de nul așa cum s-a discutat anterior, este dată de perioada în care $-0,04 \text{ mA} < i_9 < 0,4 \text{ mA}$.

Deoarece în majoritatea aplicațiilor maximul lui v_{SINC} este mult mai mare decît 0,7 V, tranzistoarele de intrare Q_1 și Q_2 , după deschidere, intră foarte repede în saturație și deci cele două condiții sînt echivalente. Pentru

ușurința prezentării, vom folosi condiția legată de comanda în tensiune, comparînd v_{SINC} cu valoarea de 0,7 V a tensiunii de deschidere a tranzistoarelor Q_1, Q_2 .

În figura 2.15 se prezintă comparativ v_9 și v_{16} în cazul unui semnal sinusoidal (de exemplu tensiunea de rețea) de sincronizare. Se observă că durata Δt depinde de viteza de variație prin zero a semnalului v_9 . Această viteză de variație a lui v_9 depinde de semnalul v_{SINC} și de R_1^e, R_2^e care în perioada de timp în care Q_1 și Q_2 sînt blocate, acționează ca un divizor rezistiv.

În figura 2.16 se prezintă formele de undă la intrarea detectorului de nul. Se remarcă rolul important jucat de R_1^e și R_2^e în fixarea valorii Δt a impulsului de nul. Această valoare, la rîndul ei determină dinamica unghiului de conducție (vezi § 2.3) și funcționarea circuitului (vezi § 2.1.3). Divizorul R_1^e, R_2^e are rolul de fixare a unei pante optime a semnalului v_9 . Aceasta trebuie să fie suficient de lentă astfel încît tensiunea pe terminalul 16 să aibă timp să atingă valoarea de 8 V (un exemplu de pantă rapidă necorespunzătoare este dat în figura 2.17). În același timp panta trebuie să fie suficient de rapidă pentru a nu micșora dinamica unghiului de conducție cu mai mult de 3° (un exemplu de pantă prea lentă este dat în figura 2.18). În primul caz (panta rapidă) impulsul de nul este prea scurt pentru a permite atingerea valorii de 8 V pe terminalul 16 și încărcării capacității C_s^e (vezi § 2.2.4). În al doilea caz, din durata T_0 ce corespunde dinamicii maxime a unghiului de conducție de 180° , nu se poate folosi intervalul $\Delta t/2$ ce corespunde tocmai duratei impulsului de nul. Astfel dinamica timpului de conducție se reduce de la T_0 la $T_0 - \frac{\Delta t}{2}$.

Pentru a sublinia importanța divizorului R_1^e, R_2^e asupra funcționării corecte a circuitului, vom analiza circuitul de sincronizare și detecție în cazul unui impuls de sincronizare sinusoidal de frecvență f și amplitudine V_{SINC} .

$$v_{SINC}(t) = V_{SINC} \sin(2\pi ft). \quad (2.18)$$

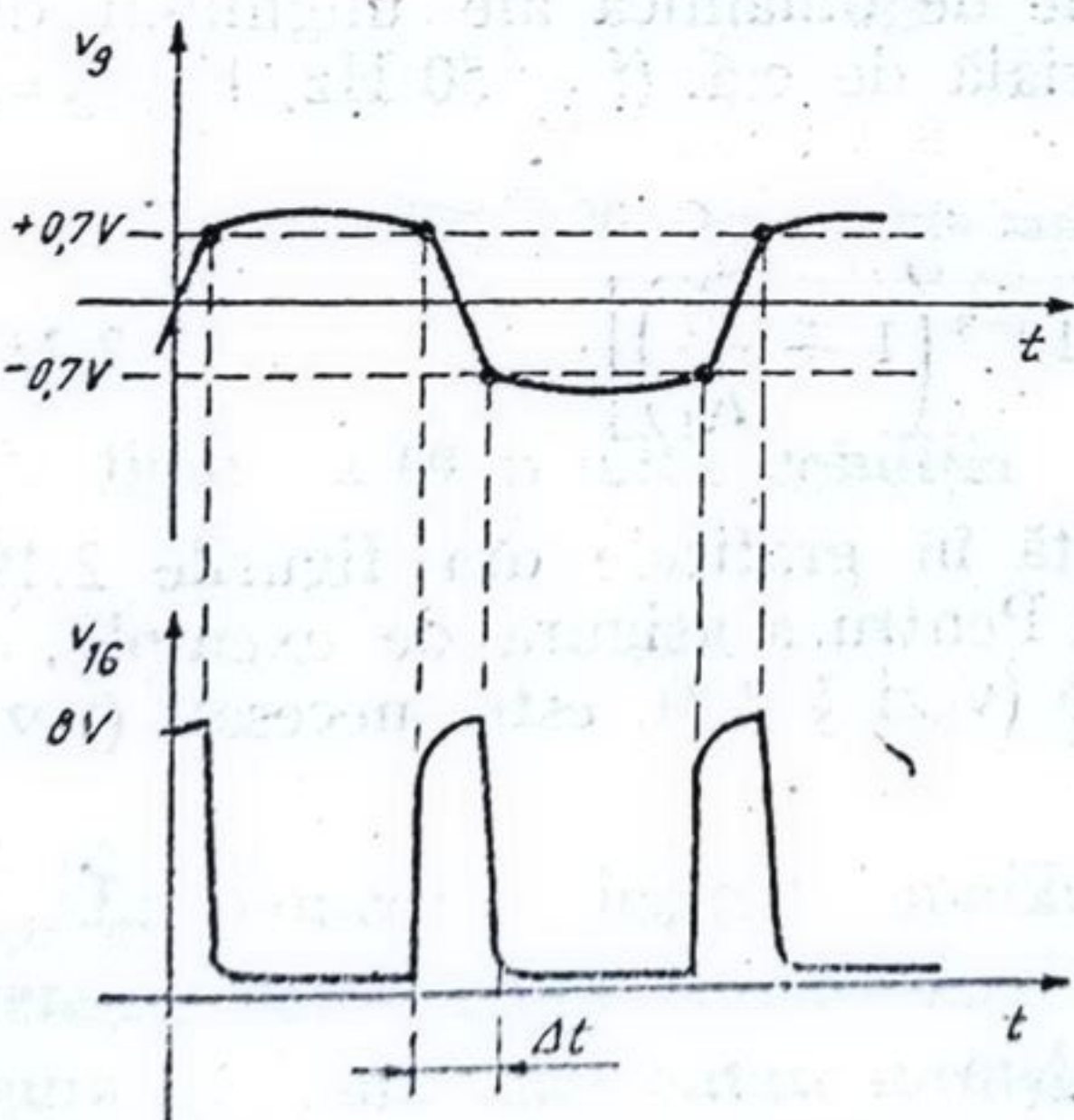


Fig. 2.15. Formele de undă v_9, v_{16} ale detectorului de nul.

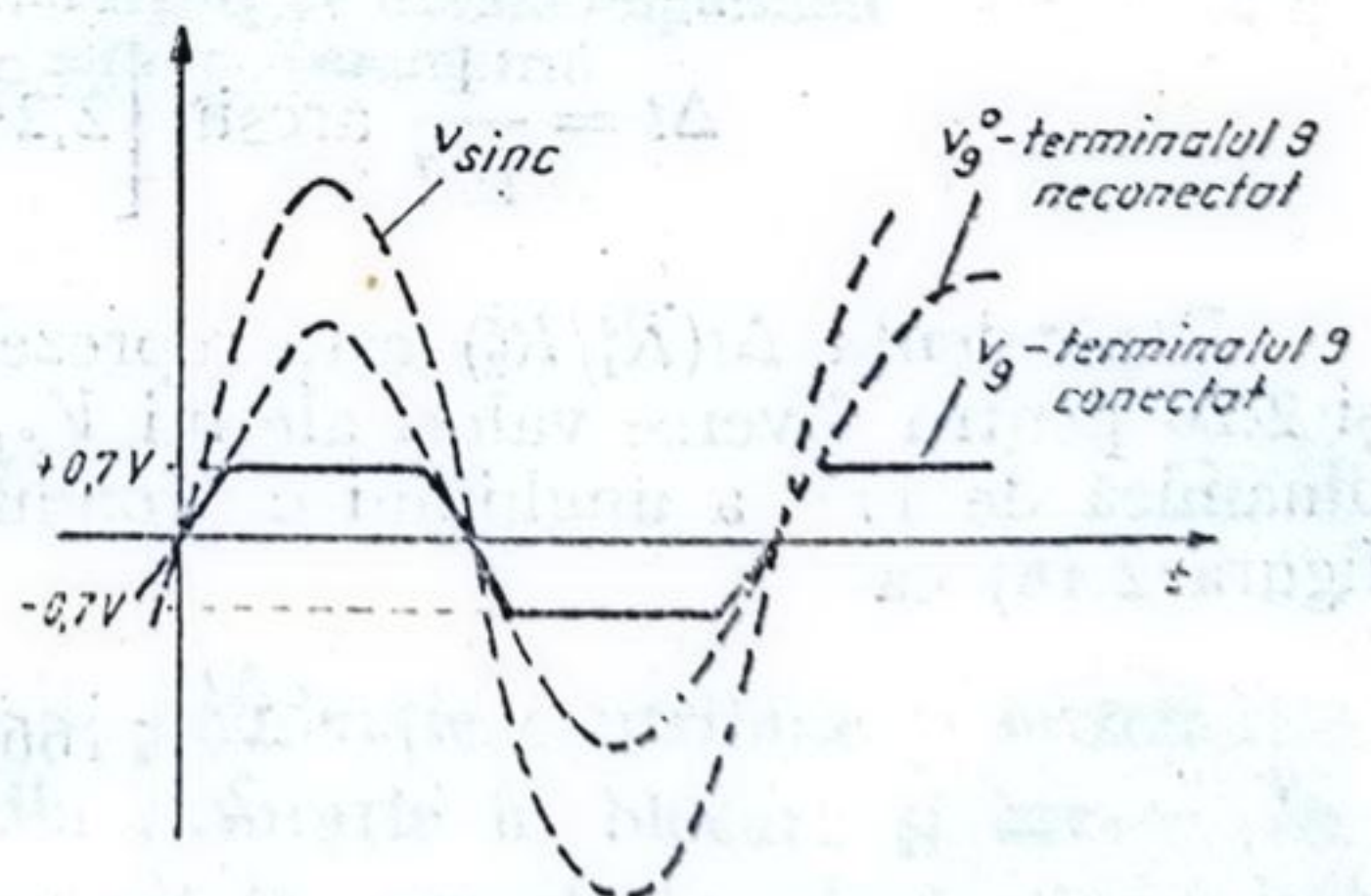


Fig. 2.16. Formele de undă la intrarea de sincronizare.

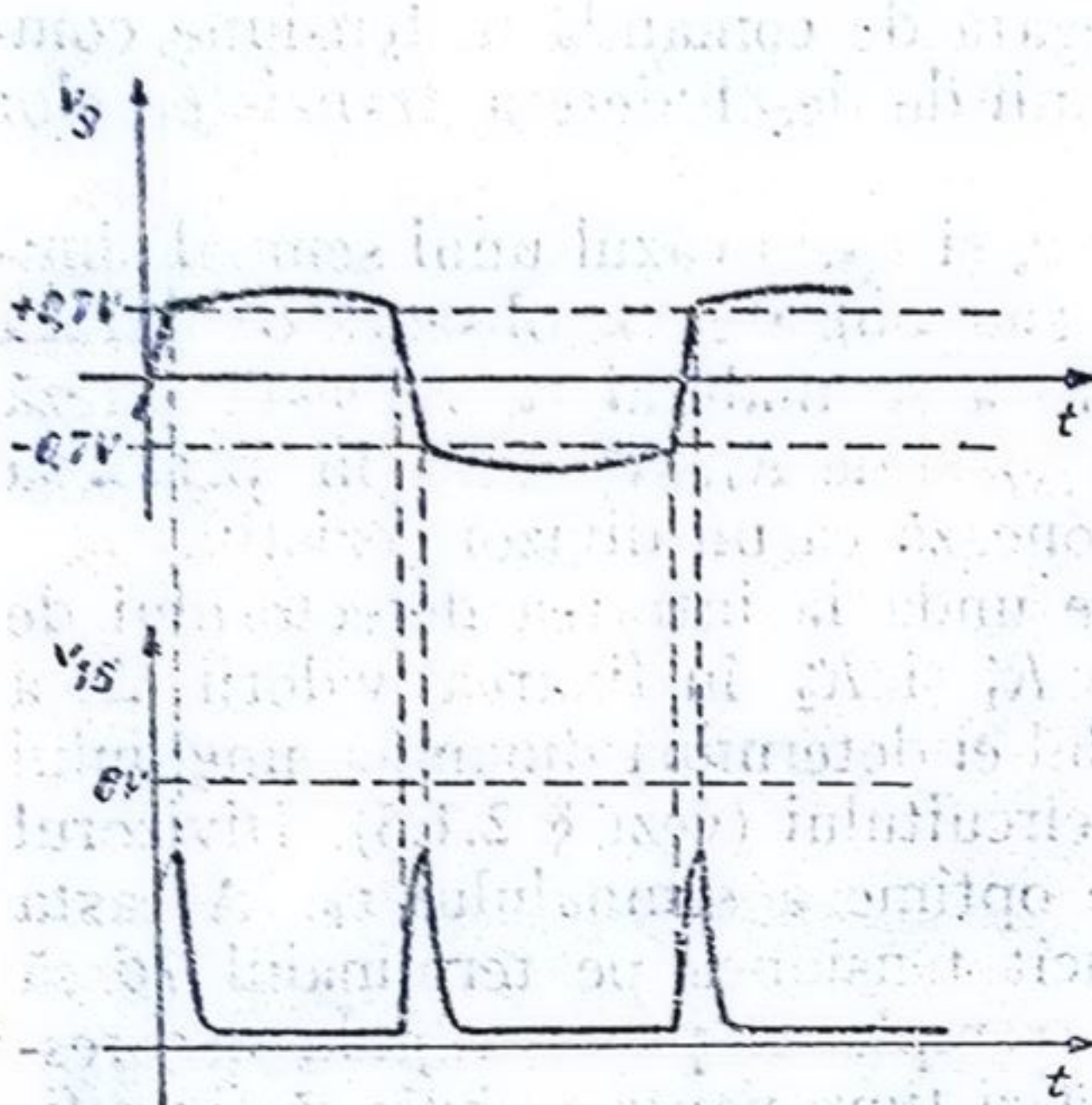


Fig. 2.17. Formele de undă v_g , i_{T1} pentru impuls de sincronizare rapid necorespunzător.

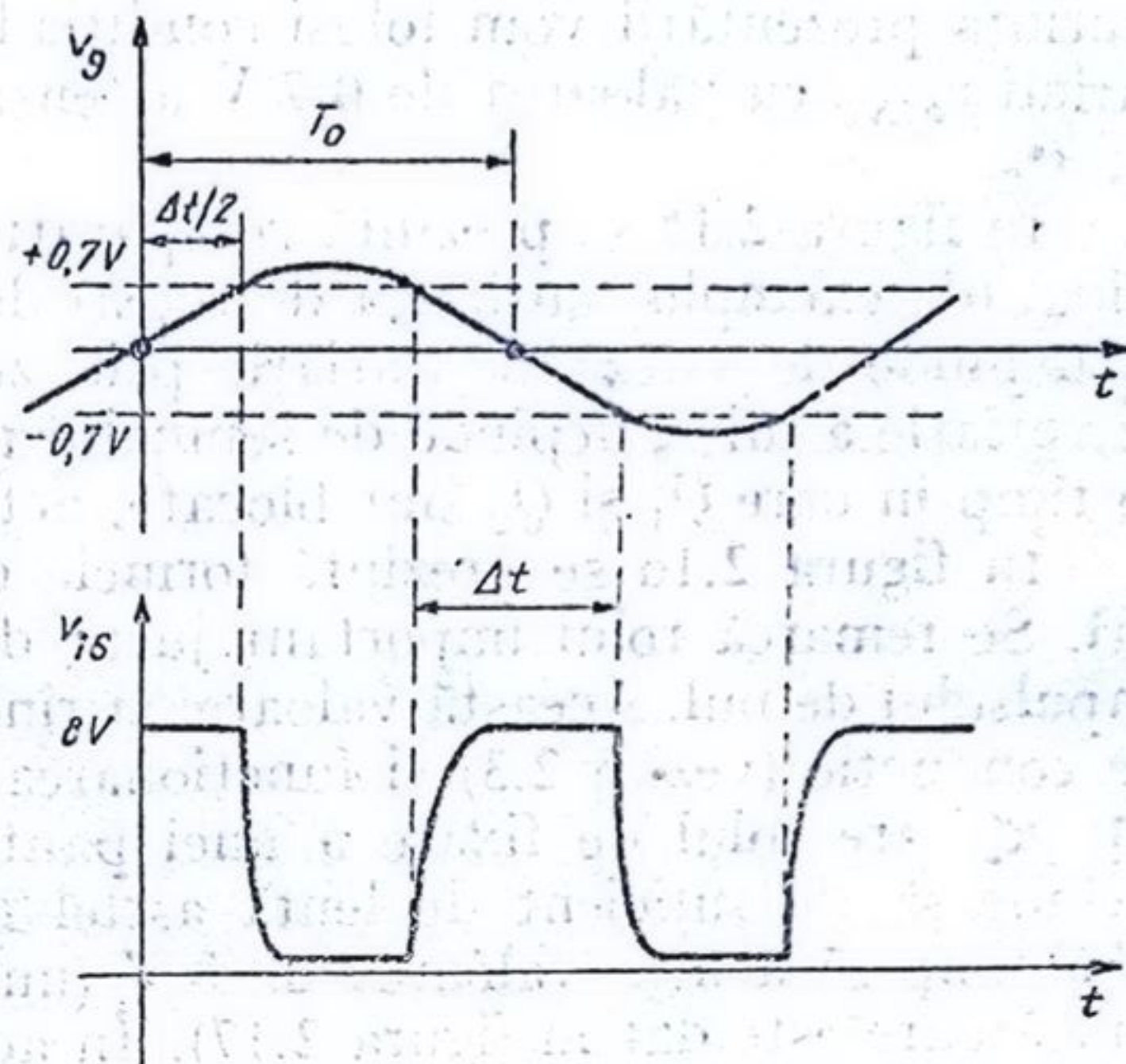


Fig. 2.18. Formele de undă pentru un impuls de sincronizare lent.

Cu notațiile din figurile 2.14, 2.15, 2.16 rezultă:

$$v_g^0(t) = \frac{R_2^e}{R_1^e + R_2^e} V_{SINC} \sin(2\pi f t) \quad (2.19)$$

$$\Delta t = \frac{1}{\pi f} \arcsin \left[\frac{V_{BE}}{V_{SINC}} \left(1 + \frac{R_1^e}{R_2^e} \right) \right] \quad (2.20)$$

Relația 2.20 leagă Δt , f , V_{SINC} , R_1^e/R_2^e permițând fixarea valorilor rezistențelor R_1^e , R_2^e în funcție de cerințele de dinamică ale unghiului de conducție. Dacă considerăm rețeaua industrială de c.a. ($f = 50$ Hz, $V_{SINC} = 312$ V) rezultă (în secunde):

$$\Delta t = \frac{1}{157} \arcsin \left[2,24 \times 10^{-3} \left(1 + \frac{R_1^e}{R_2^e} \right) \right] \quad (2.21)$$

Dependența $\Delta t(R_1^e/R_2^e)$ este reprezentată în graficele din figurile 2.19 și 2.20 pentru diverse valori ale lui V_{SINC} . Pentru a asigura de exemplu, o dinamică de 177° a unghiului de conducție (vezi § 2.3), este necesar (vezi figura 2.18) ca

$$\frac{\Delta t}{2} \leq 166 \mu s,$$

deci

$$\Delta t \leq 332 \mu s. \quad (2.22)$$

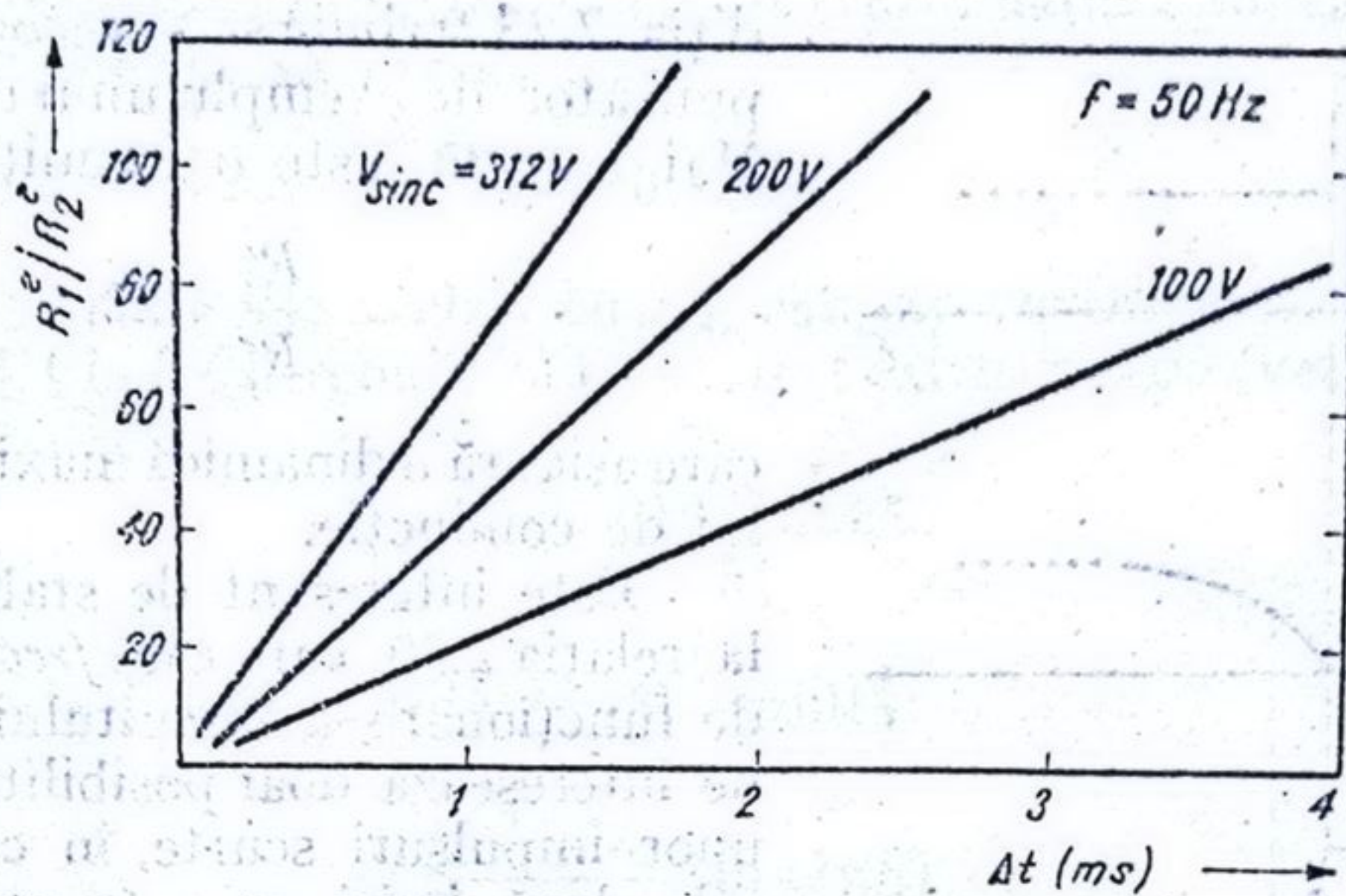


Fig. 2.19. Dependența raportului R_1^e/R_2^e de durată impulsului de nul Δt cu v_{sync} ales ca parametru.

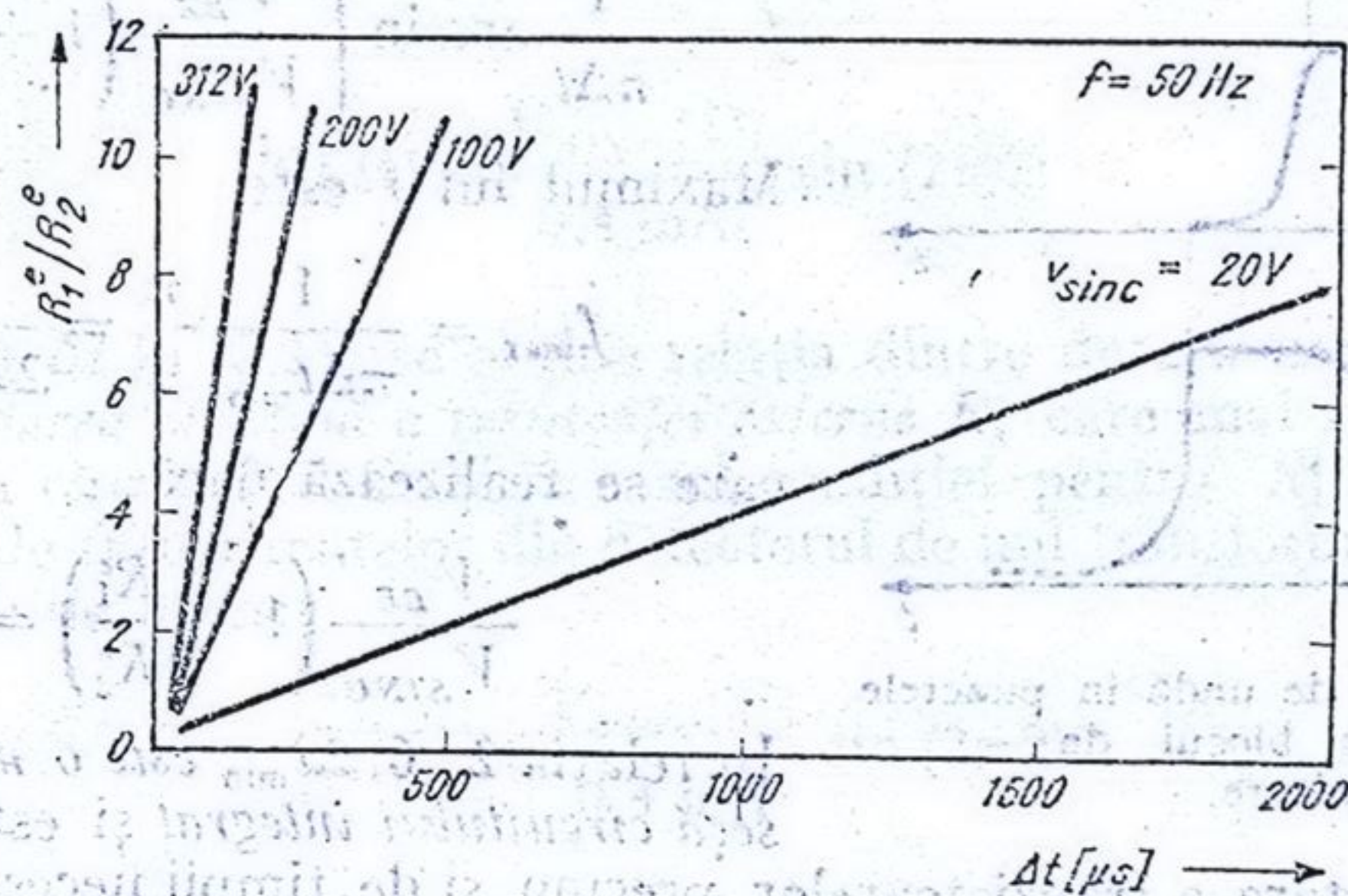


Fig. 2.20. Dependența raportului R_1^e/R_2^e de durată impulsului de nul Δt cu v_{sync} ales ca parametru.

Din figura 2.19 rezultă condiția

$$\frac{R_1^e}{R_2^e} \leq 22. \quad (2.23)$$

La reducerea dinamicii unghiului de conducție contribuie și întârzierile inerente comutărilor tranzistoarelor din saturație în blocare și invers. În figura 2.21 sînt reprezentate formele de undă în punctele principale din blocul de sincronizare (vezi figura 2.14), care explică mărirea duratei impulsului de nul ($v_{1\beta}$), peste valoarea lui Δt (vezi figura 2.18). Din acest motiv con-

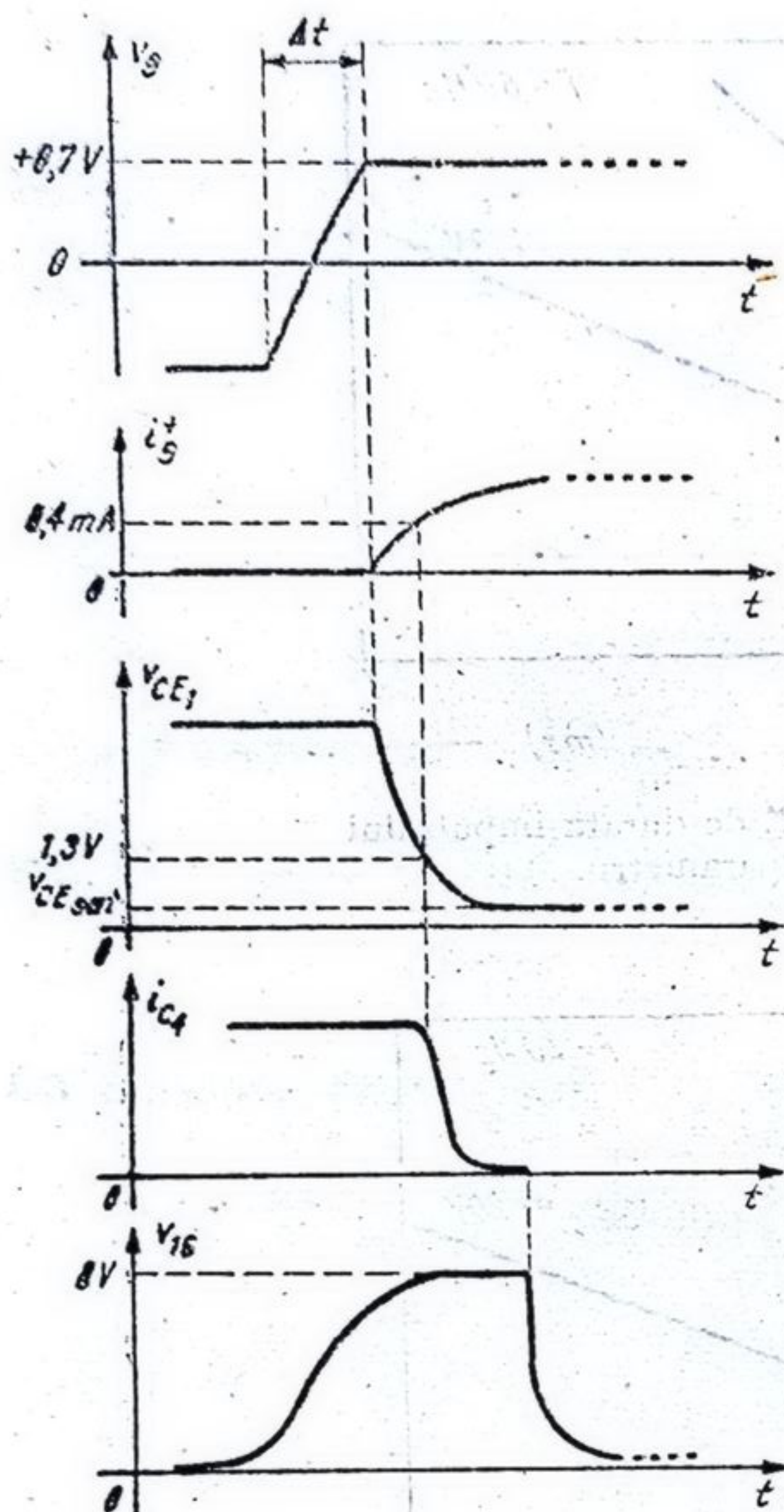


Fig. 2.21. Formele de undă în punctele principale din blocul de sincronizare.

diția 2.23 trebuie să se reconsidere (corespunzător de exemplu unui unghi de 179°). Mai corectă este o condiție de forma:

$$\frac{R_1^e}{R_2^e} \ll 22, \quad (2.24)$$

care asigură o dinamică maximă a unghiului de conducție.

Este interesant de stabilit, revenind la relația 2.20, care este *frecvența maximă* de funcționare a circuitului. Evident că ne interesează doar posibilitatea generării unor impulsuri scurte, în contratimp pe cele două ieșiri, cu o frecvență maximă, fără a lega aceasta de amorsarea vreunui tiristor. Din relația 2.20 rezultă:

$$f = \frac{1}{\pi \Delta t} \arcsin \left[\frac{V_{BE}}{V_{SINC}} \left(1 + \frac{R_1^e}{R_2^e} \right) \right]. \quad (2.25)$$

Maximul lui f este

$$f_{\max} = \frac{1}{\pi \Delta t_{\min}} \frac{\pi}{2} = \frac{1}{2 \Delta t_{\min}}, \quad (2.26)$$

care se realizează dacă

$$\frac{V_{BE}}{V_{SINC}} \left(1 + \frac{R_1^e}{R_2^e} \right) = 1. \quad (2.27)$$

În relația 2.26, Δt_{\min} este o mărime intrinsecă circuitului integrat și este legată de timpii de comutare a tranzistoarelor precum și de timpii necesari încărcării capacităților parazite din circuit. Se poate considera o valoare tipică

$$\Delta t_{\min} = 50 \mu s.$$

Cu, aceasta relația 2.26 conduce la:

$$f_{\max} = 10 \text{ kHz}. \quad (2.28)$$

Această valoare implică (vezi figura 2.18):

$$T_0 = 100 \mu s.$$

Rezultă clar că nu se poate genera (cu această frecvență) decât un impuls de durată maximă $t_p = 50 \mu s$, deoarece intervalul de timp maxim disponibil este:

$$T_0 - \Delta t = 50 \mu s.$$

Înainte de a rezuma funcționarea etajului de sincronizare, să revenim pentru precizări suplimentare asupra condiției pe care trebuie să o satis-

facă R_1 , legată de saturarea lui Q_1 . Am găsit (vezi relația 2.16) că este necesar, pentru blocarea lui Q_1 , să avem:

$$i_0^+ > 0,4 \text{ mA.}$$

Dar curentul i_0^+ , care este același cu i_{B1} , este un curent variabil, dependent de v_{SINC} , R_1^e , R_2^e . Când Q_1 trebuie să fie saturat există relația (vezi figura 2.14):

$$i_0^+ = \frac{v_{SINC} - V_{BE}}{R_1^e} \quad (2.29)$$

Folosind expresia lui v_{SINC} , din (2.18) rezultă:

$$i_0^+ \simeq \frac{V_{SINC}}{R_1^e} \sin(2\pi ft) \quad (2.30)$$

Ne interesează momentul în care i_0^+ atinge valoarea de 0,4 mA. Fixînd această valoare a lui i_0^+ , din (2.30) obținem o relație între R_1^e și t avînd pe V_{SINC} ca parametru:

$$R_1^e[\text{k}\Omega] = \frac{V_{SINC}[\text{V}]}{0,4 \text{ mA}} \sin(2\pi ft) \quad (2.31)$$

Înlocuind t cu Δt în (2.31) se obține relația dintre durata impulsului de nul — Δt — și valoarea maximă a rezistenței externe R_1^e care mai asigură funcționarea dorită a circuitului. Ca și în cazul condiției pentru R_1^e/R_2^e , întârzierile de comutare ale tranzistoarelor din detectorul de nul transformă condiția 2.31 într-o condiție de forma:

$$R_1^e[\text{k}\Omega] \ll \frac{V_{SINC}[\text{V}]}{0,4 \text{ mA}} \sin(2\pi ft) \quad (2.32)$$

În figurile 2.22 și 2.23 este reprezentată dependența (2.31).

O limitare inferioară categorică pentru R_1^e este legată de asigurarea unui curent (vezi § 2.3) maxim admisibil:

$$i_0^+ \text{ max. admisibil} = 20 \text{ mA} \quad (2.33)$$

Deci

$$R_1^e \geq \frac{V_{SINC}[\text{V}]}{20} [\text{k}\Omega]. \quad (2.34)$$

O altă limitare inferioară pentru R_1^e este legată de pericolul unei saturări excesive a tranzistorului Q_1 . Aceasta mărește timpul de blocare a lui Q_1 conducînd la obținerea unor impulsuri de nul inegale ca durată corespunzătoare celor două fronturi ale semnalului v_0 . Influența acestui fenomen asupra funcționării circuitului va fi prezentată în § 2.2.4.

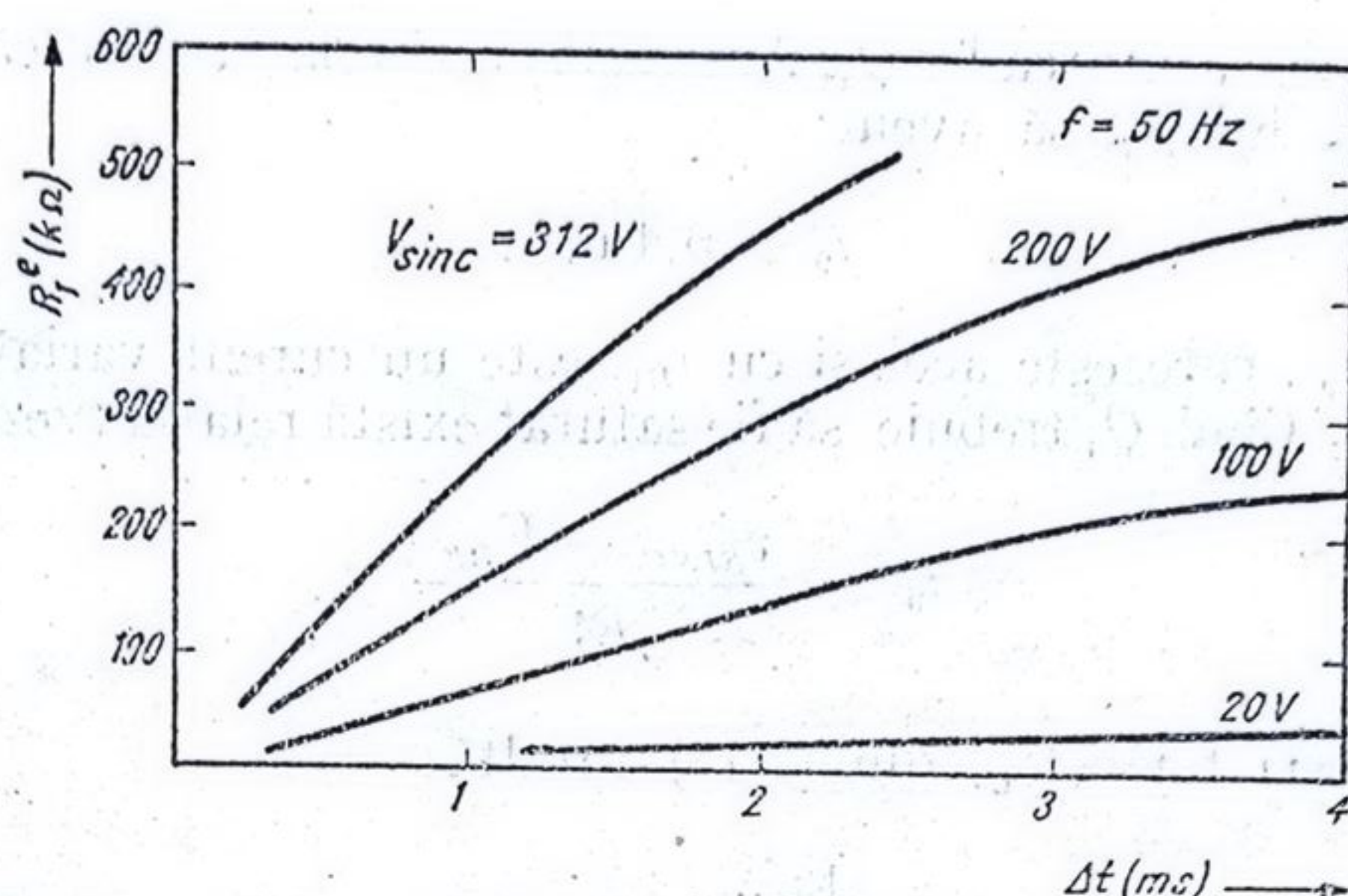


Fig. 2.22. Dependenta rezistenței R_T^e de durata Δt a impulsului de nul, cu v_{sync} ales ca parametru.

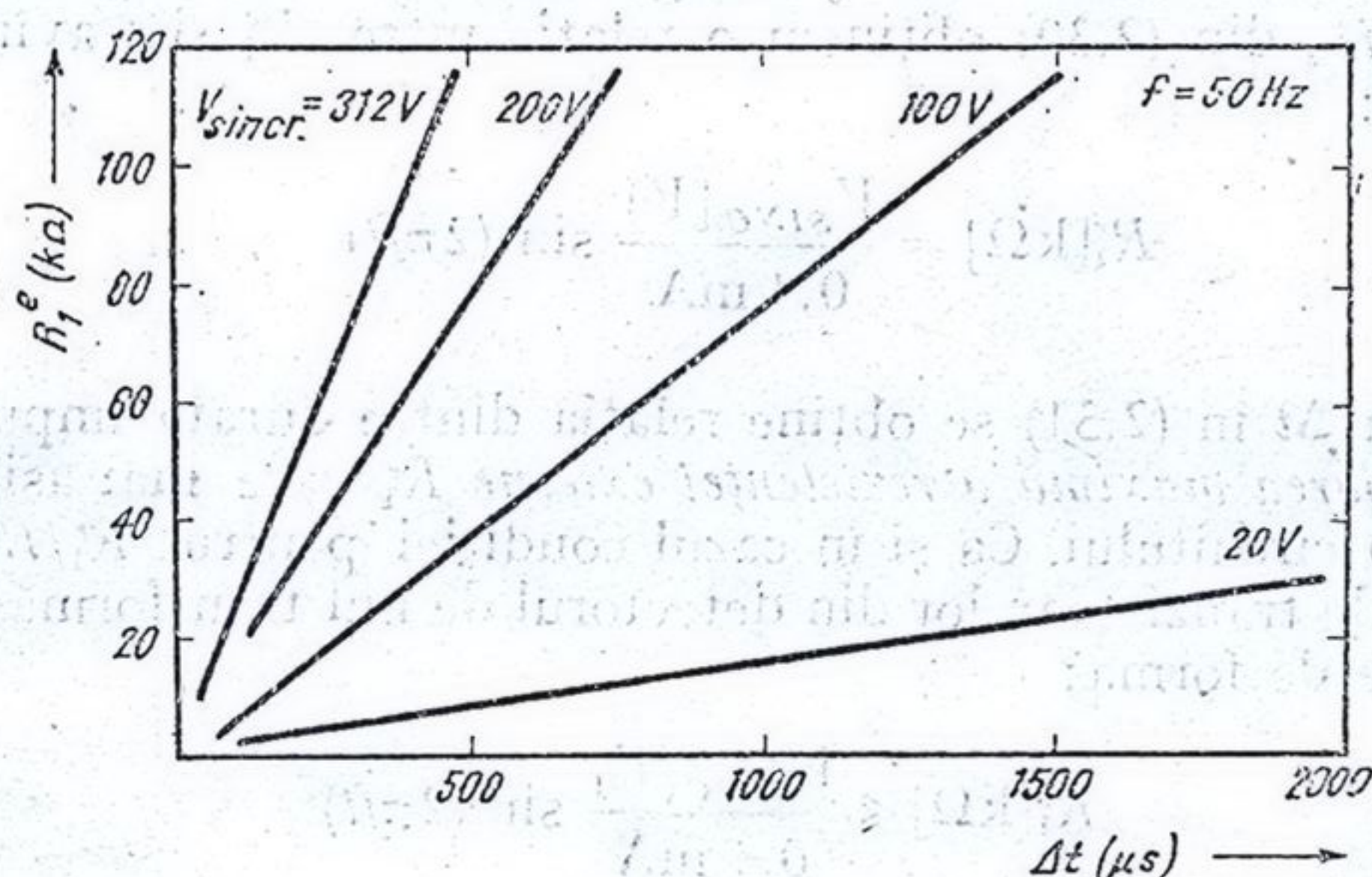


Fig. 2.23. Dependenta rezistenței R_T^e de durata Δt a impulsului de nul cu v_{sync} ales ca parametru.

Să rezumăm analiza etajului de sincronizare și detecție.

● Blocul de sincronizare și detecție realizează generarea impulsurilor de aprindere pentru un tiristor în sincronism cu semialternanțele pozitive și negative din circuitul anodic al acestuia.

● Pe terminalul 16, circuitul oferă impulsuri pozitive de amplitudine 8 V și cu o durată de zeci de μs . Ieșirea, de impedanță mare poate oferi pulsuri de curent de 1 mA pentru o sincronizare externă.

● Rezistența R_1^e asigură protecția la supracurent pentru Q_1 și contribuie (vezi figurile 2.22 și 2.23) la asigurarea dinamicii dorite a unghiului de conducție (prin intermediul lui Δt).

● Raportul R_1^e/R_2^e determină panta semnalului v_a contribuind decisiv (vezi figurile 2.19 și 2.20) la asigurarea dinamicii unghiului de conducție (prin intermediul lui Δt).

Presupunând cunoscute (impuse) valorile V_{SINC} și f ale semnalului de sincronizare sinusoidal v_{SINC} , determinarea lui R_1^e și R_2^e se face astfel:

— se alege dinamica unghiului de conducție solicitată de aplicație și se determină Δt ;

— dacă $f = 50$ Hz, din figurile 2.20, 2.21 se determină o condiție de tipul 2.24 pentru R_1^e/R_2^e . Dacă $f \neq 50$ Hz trebuie folosită relația 2.20 pentru a găsi limita superioară a raportului R_1^e/R_2^e ;

— dacă $f = 50$ Hz, din figurile 2.22 și 2.23 se alege limita superioară pentru R_1^e ;

— se determină R_1^e (cunoscând R_1^e/R_2^e și R_1^e).

În ceea ce privește puterea disipată, R_2^e nu pune probleme deosebite dar R_1^e cere o apreciere exactă a puterii disipate deoarece ea suportă tensiunea V_{SINC} (sute de volți) și lasă să treacă curentul $i_{g\max}$ (miliamperi).

Iată un exemplu de calcul al valorilor rezistențelor R_1^e și R_2^e în condițiile $V_{SINC} = 312$ V (rețea de 220 V), $f = 50$ Hz, $\Delta\varphi = 177^\circ$:

— $\Delta t/2$ corespunzător celor 3° (diferența $180^\circ - 177^\circ$) este de $166/\mu s$ deci $\Delta t = 332/\mu s$;

— din figura 2.23 rezultă $R_1^e \leq 75$ k Ω ;

— din condiția 2.34 rezultă: $R_1^e \geq 15$ k Ω ;

— din figura 2.19 rezultă: $R_1^e/R_2^e \leq 22$.

Orice set de valori R_1^e , R_2^e care satisface condițiile de mai sus va asigura funcționarea dorită a circuitului. De exemplu:

$$R_1^e = 22 \text{ k}\Omega,$$

$$R_2^e = 10 \text{ k}\Omega.$$

În ceea ce privește puterea disipată de R_1^e , aceasta este

$$P_a = \frac{V_{SINC}^2}{4 R_1^e} = 2,2 \text{ W}.$$

Toleranțele pentru aceste rezistențe nu sînt foarte critice; deci:

$$R_1^e = 22 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \quad P_a = 2,5 \text{ W}.$$

$$R_2^e = 10 \text{ k}\Omega \pm 10\%, \quad P_a = 0,25 \text{ W}.$$

Influența acestor rezistențe asupra fiabilității circuitului și funcționării sale corecte se poate deduce imediat (vezi figura 2.14):

- R_1^e — scurtcircuit — implică defectarea catastrofală a circuitului prin depășirea curentului maxim admis în baza lui Q_1 ;
- R_1^e — întrerupt — sau R_2^e — scurtcircuit — implică nefuncționarea circuitului (nu se generează impulsuri de aprindere);
- R_2^e — întrerupt — implică nefuncționarea circuitului datorită unei variații prea rapide a tensiunii de sincronizare v_g ; nefuncționarea se poate manifesta prin generarea unor impulsuri de aprindere scurte, la trecerile prin zero, fără posibilitatea reglării unghiului de aprindere (care rămîne fix și egal cu 180°).

2.2.3. Generatorul de rampă și comparatorul

Rolul generatorului de rampă și al comparatorului a fost prezentat succint în § 2.1.3. În figura 2.24 este indicată schema electrică a celor două etaje împreună cu componentele externe necesare: R_4^e , R_5^e , C_2^e , P_1^e .

Apariția impulsului de nul provoacă apariția curentului i_{E6} și deschiderea tranzistorului Q_6 . Acesta rămâne deschis pe toată durata impulsului de nul injectând curentul i_{E7} în condensatorul C_2^e și încărcându-l pînă la o tensiune v_7 a cărei valoare va fi determinată ulterior.

Durata acestui proces este egală cu durata impulsului de nul (în care se includ și întârzierile introduse de procesele tranzitorii din detectorul de nul — vezi § 2.2.2). Formele de undă i_{E6} , v_7 și i_{E7} din timpul impulsului de nul sînt prezentate în figura 2.25. Se remarcă, așa cum s-a subliniat în § 2.2.1 că în timpul impulsului de nul, prin tranzistorul Q_7 (figura 2.24) apare un puls de curent de 60 mA provocat de faptul că în momentul apariției impulsului de nul, C_2^e acționînd ca un scurtcircuit, pune la masă emitorul lui Q_7 și permite trecerea prin emitorul său a unui curent maxim:

$$i_{E7 \max} = \frac{V_{\max}^+ - V_{CE7} - V_{BE8}}{R_9} \quad (2.34)$$

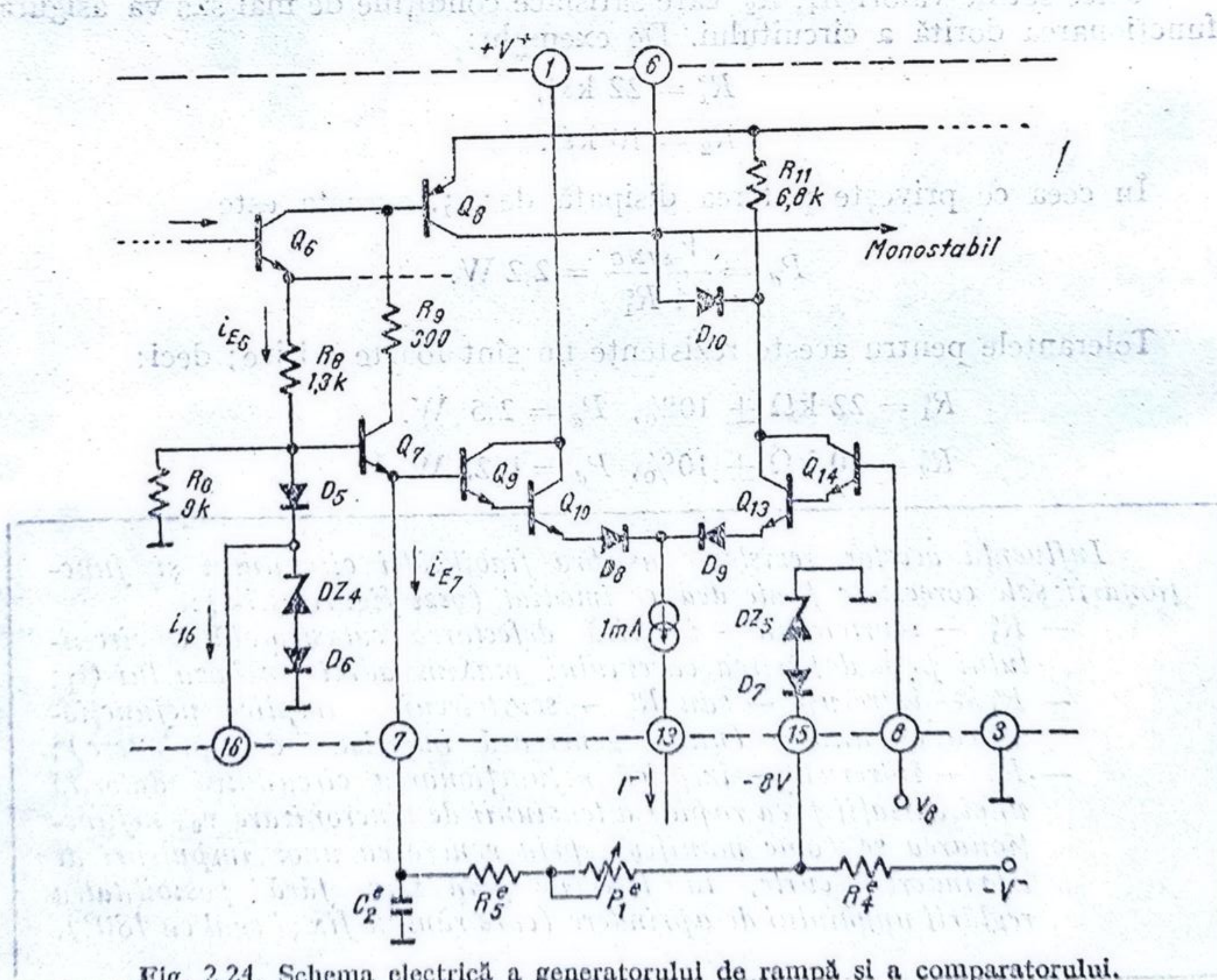
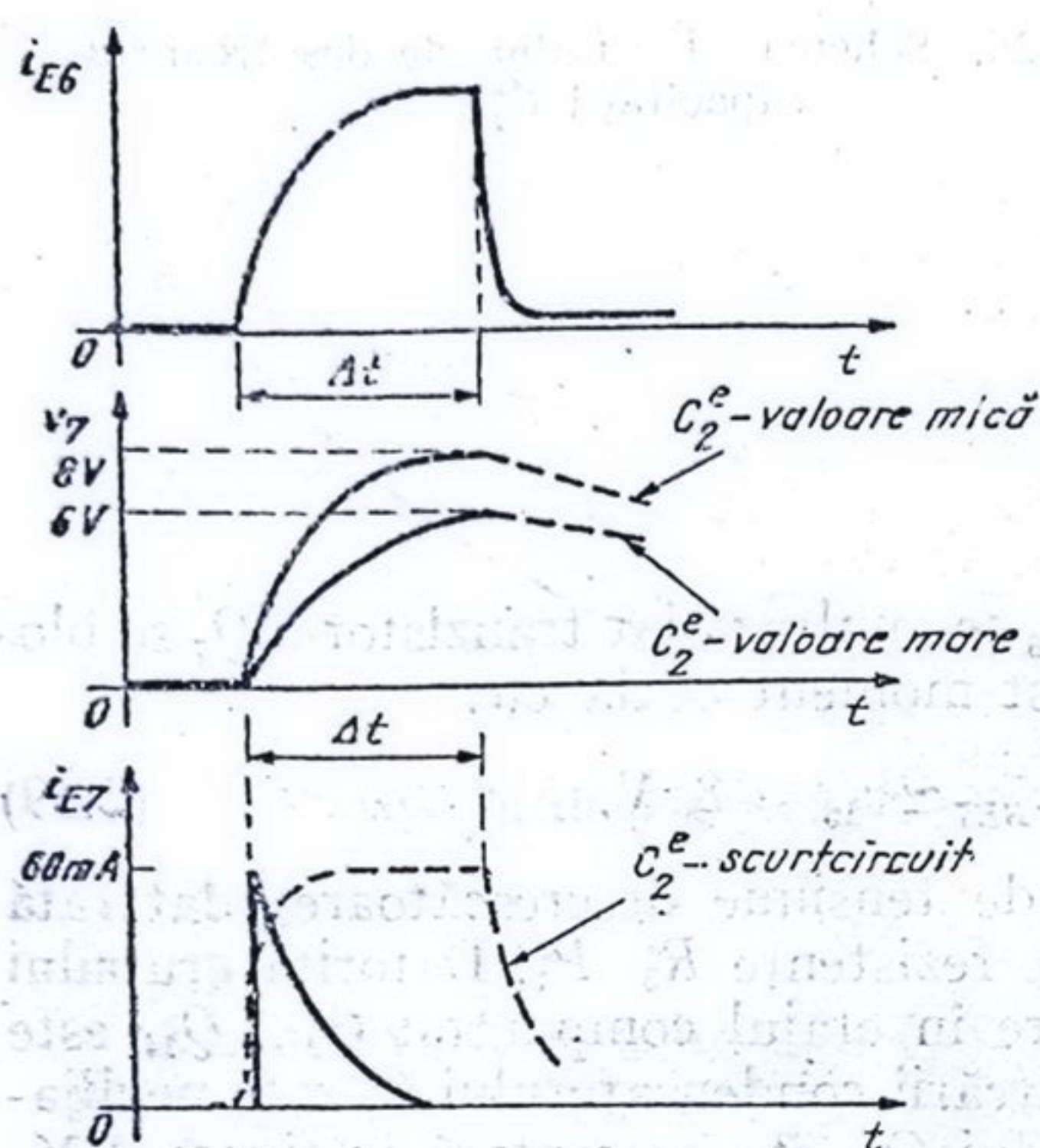


Fig. 2.24. Schema electrică a generatorului de rampă și a comparatorului.

Fig. 2.25. Formele de undă i_{E7} , v_7 , i_{E7} în timpul impulsului de nul.

Înlocuind cu valorile cunoscute $V_{\max}^+ = 18 \text{ V}$, $V_{CE7} + V_{EE8} \approx 1 \text{ V}$, $R_9 = 300 \Omega$, rezultă:

$$i_{E7\max} = 57 \text{ mA.} \quad (2.35)$$

De remarcat că acest puls de curent din colectorul lui Q_7 , necesită un curent mare în baza lui Q_7 . De exemplu, pentru $\beta_{\min} = 30$, relația 2.35 conduce la:

$$i_{B7} \gg \frac{i_{E7\max}}{\beta_{\min}} = 1,9 \text{ mA.} \quad (2.36)$$

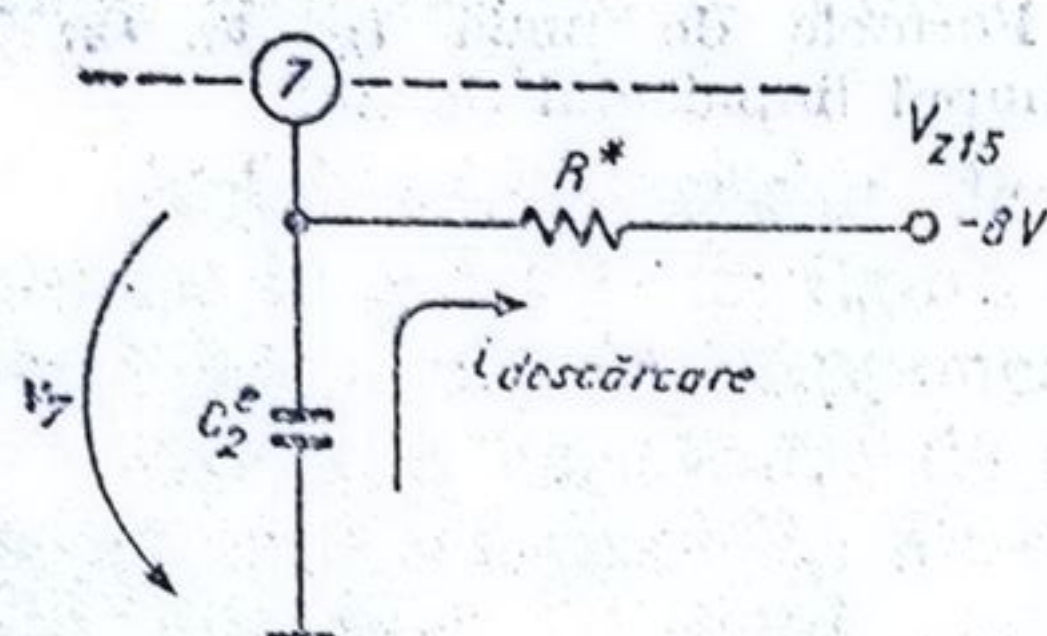
Curentul i_{B7} provine din curentul i_{E6} care are o valoare maximă:

$$\begin{aligned} i_{E6\max} &= \frac{V_{\max}^+ - V_{BE8} - V_{CE6} - 2V_D - V_{Z4}}{R_8} \\ &= \frac{18 - 1 - 1,4 - 7}{1,3} = 6,6 \text{ mA} \end{aligned} \quad (2.37)$$

O parte a curentului i_{E6} este necesară pentru deschiderea diodei DZ_4 , o parte se scurge la masă prin R_6 ($9 \text{ k}\Omega$), o parte este disponibilă în terminalul 16 pentru o eventuală sincronizare externă iar restul este disponibil pentru curentul de bază al lui Q_7 . Pentru a obține i_{B7} maxim, este necesar ca singura componentă a lui i_{E6} asupra căreia se poate interveni din exterior — i_{16} — să fie minimă. Iată de ce, în cazul folosirii terminalului 16 pentru o sincronizare externă, trebuie îndeplinită condiția

$$i_{16\max} \leq 0,6 \text{ mA.} \quad (2.38)$$

Condiția 2.38 asigură îndeplinirea condiției 2.36 și deci funcționarea corectă a generatorului rampei de tensiune.

Fig. 2.26. Schema circuitului de descărcare a capacității C_2 .

O dată terminat impulsul de nul, i_{E6} se anulează iar tranzistorul Q_7 se blochează, tensiunea $v_{E7} = v_7$ fiind în acest moment egală cu:

$$v_7 = v_{16} + v_{D5} - v_{BE7} \simeq v_{16} = 8 \text{ V.} \quad (2.39)$$

Din acest moment începe rampa de tensiune descrescătoare, datorată descărcării capacității C_2 prin grupul de rezistențe R_5, P_1 . Datorită grupului Darlington Q_9, Q_{10} impedanța de intrare în etajul comparator $Q_9 \dots Q_{14}$ este foarte mare și influența ei asupra descărcării condensatorului C_2 este neglijabilă. Schema electrică de descărcare a lui C_2 este prezentată în figura 2.26, în care grupul R_5, P_1 din figura 2.24 a fost înlocuit cu o rezistență R^* .

Tensiunea v_7 este identică cu tensiunea pe condensatorul C_2 . Tensiunile inițială (v_7^i) și finală (v_7^f) pe acest condensator sînt (vezi figura 2.24):

$$v_7^i = V_{Z4} + V_{D6} + V_{D5} - V_{BE7} \simeq V_{Z4} + V_{D6}, \quad (2.40)$$

$$v_7^f = -V_{Z5} - V_{D7}. \quad (2.41)$$

Relația care exprimă variația în timp a tensiunii v_7 este:

$$v_7(t) = v_7^f + (v_7^i - v_7^f) \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \quad (2.42)$$

unde:

$$\tau = R^* C_2 \quad (2.43)$$

Din 2.40, 2.41, 2.42 rezultă:

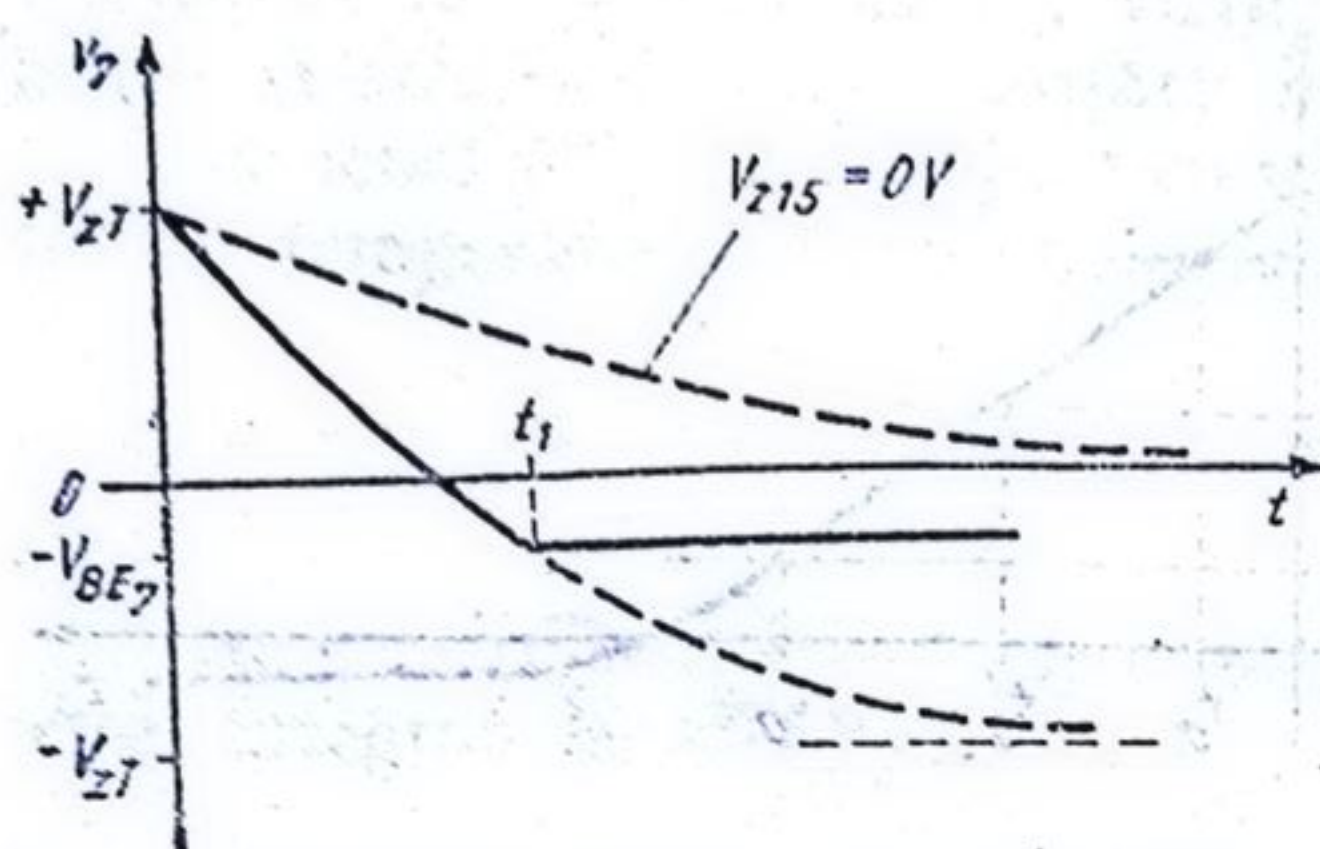
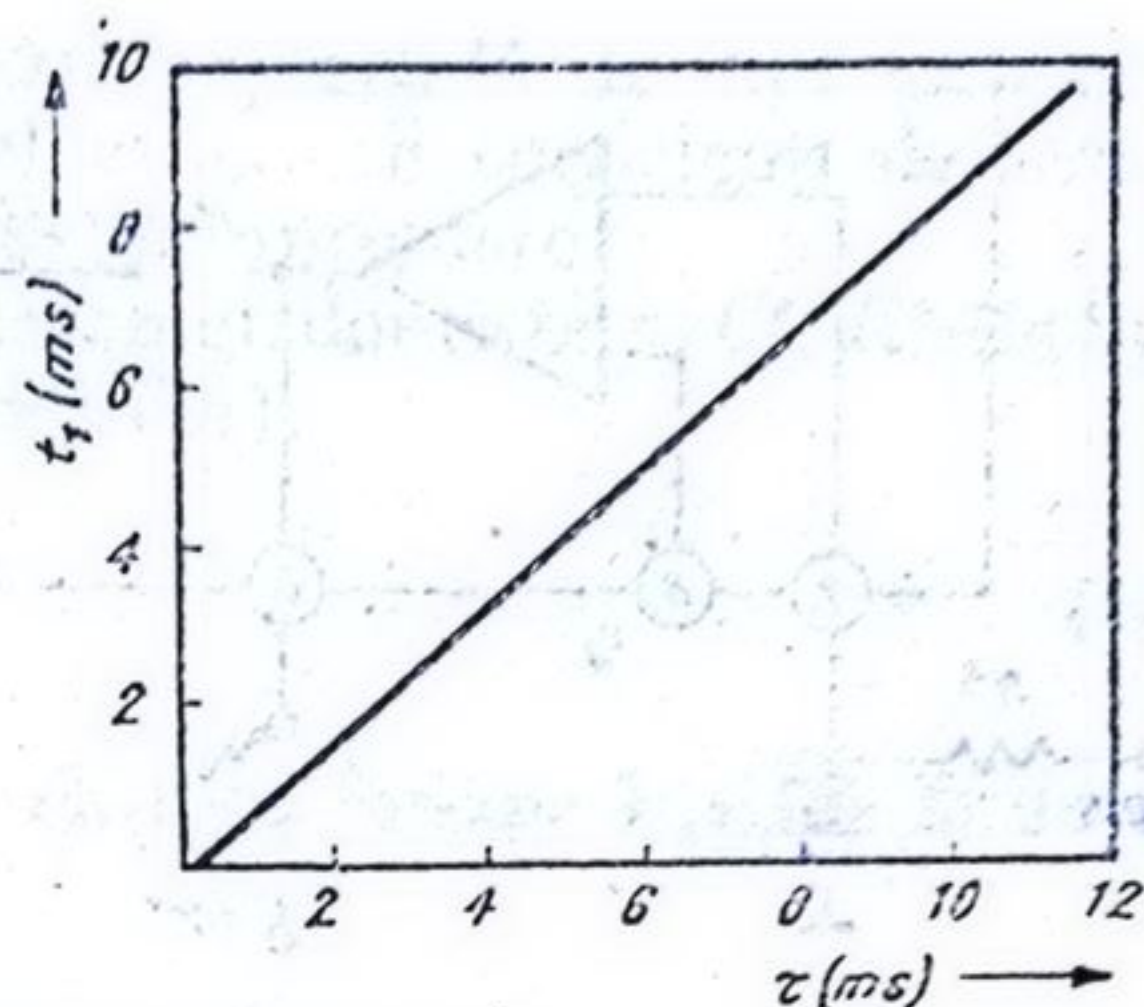
$$v_7(t) = V_{Z5} + V_{D7} + (V_{Z4} + V_{D6} + V_{Z5} + V_{D7}) \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \quad (2.44)$$

Introducînd variabila V_{ZT}

$$V_{ZT} = V_Z + V_D \quad (2.45)$$

și ținînd seama de faptul că tensiunile Zener (V_{Z4}, V_{Z5}) și tensiunile diodelor aflate în conducție (V_{D6}, V_{D7}) sînt egale cu 7,2 V și respectiv 0,8 V, din 2.44 rezultă:

$$v_7(t) = V_{ZT} \left[-1 + 2 \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \right] \quad (2.46)$$

Fig. 2.27. Variația în timp a tensiunii v_7 .Fig. 2.28. Durata t_1 a rampei de tensiune în funcție de constanta de timp τ .

Această variație a lui v_7 este reprezentată în figura 2.27. Limitarea tensiunii $v_7(t)$ la valoarea $-V_{BE7}$ este determinată de rezistența R_6 conectată între baza lui Q_7 și masă. (vezi figura 2.24). Aceasta face ca emitorul lui Q_3 să nu poată coborî sub valoarea de $-0,7$ V. Momentul t_1 la care are loc limitarea tensiunii v_7 se determină din (2.46):

$$-V_{BE7} = V_{ZT} \left[-1 + 2 \exp \left(-\frac{t_1}{\tau} \right) \right] \quad (2.47)$$

$$t_1 = \tau \ln \frac{2V_{ZT}}{V_{ZT} - V_{BE7}}. \quad (2.48)$$

Înlocuind în expresia 2.48 valorile $V_{ZT} = 8$ V și $V_{BE7} = 0,7$ V, se obține dependența duratei rampei de tensiune (t_1) de τ (reprezentată grafic în figura 2.28):

$$t_1 = 0,78 \tau. \quad (2.49)$$

Această relație, ca și figura 2.28 servesc la determinarea valorilor componentelor externe R^* și C_2^e .

Rampa de tensiune care apare la terminalul 7 (vezi figura 2.24) se aplică de fapt pe intrarea neînversoare a comparatorului format de $Q_9 \dots Q_{14}$, diodele D_8, D_9, D_{10} și rezistența R_{11} . În figura 2.29 este prezentată conectarea în circuit a comparatorului a cărui ieșire (terminalul 6) comandă etajul monostabil (vezi § 2.2.4). Când tensiunea v_8 este mai mică decât v_7 (vezi figura 2.29) terminalul 6 este la un nivel ridicat. În etajul comparator, în această stare, conduc tranzistoarele Q_9, Q_{10} și dioda D_8 . Când tensiunea v_7 scade sub valoarea tensiunii v_8 (care este o tensiune continuă sau lent variabilă în timp) se deschide ramura Q_{13}, Q_{14}, D_9 care preia tot curentul generatorului I^- , producând o cădere de tensiune pe rezistența de sarcină R_{11} deci și în terminalul 6. Acesta reprezintă momentul generării impulsului final (prin declanșarea succesivă a monostabilului și a etajelor următoare).

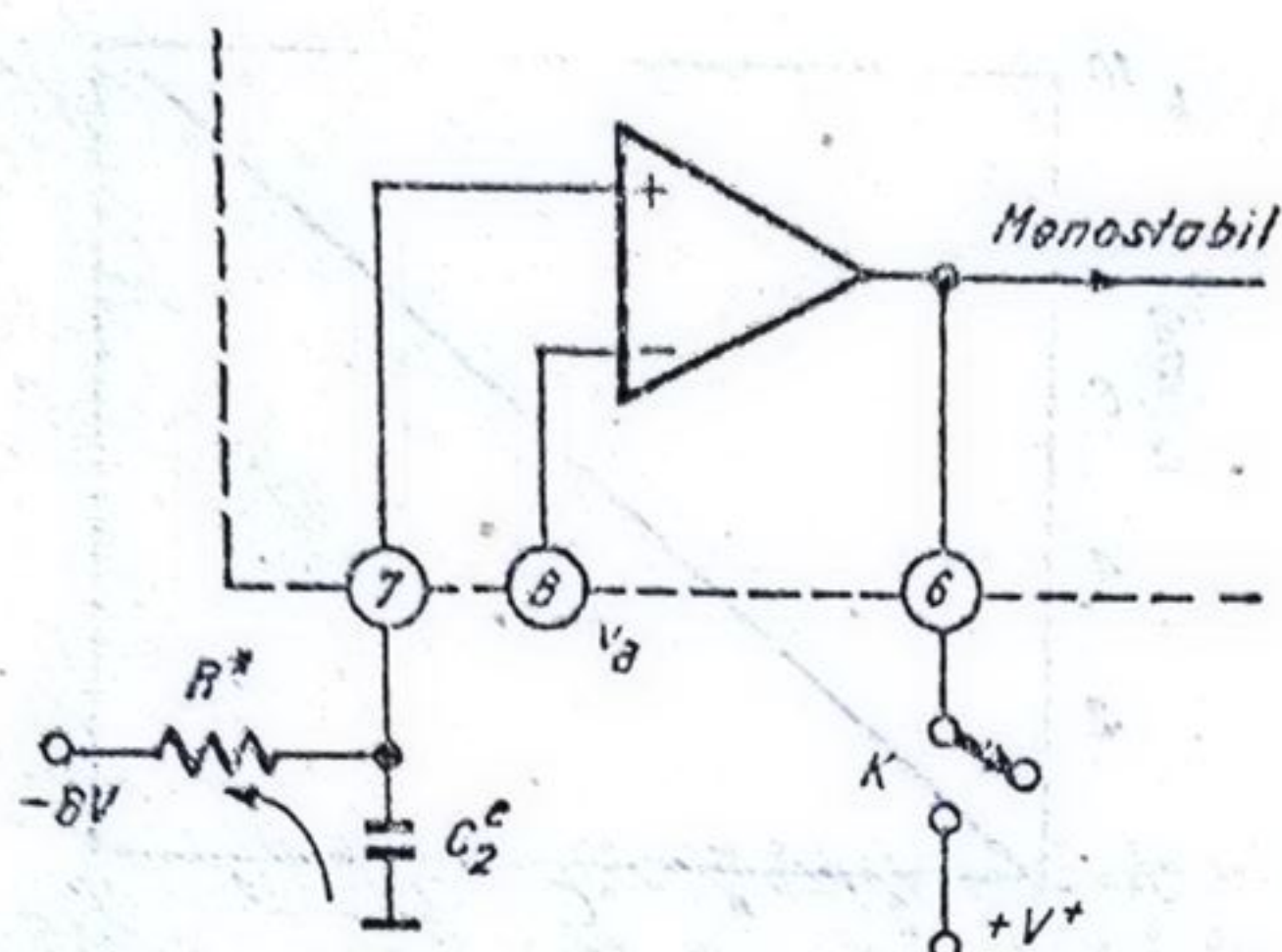
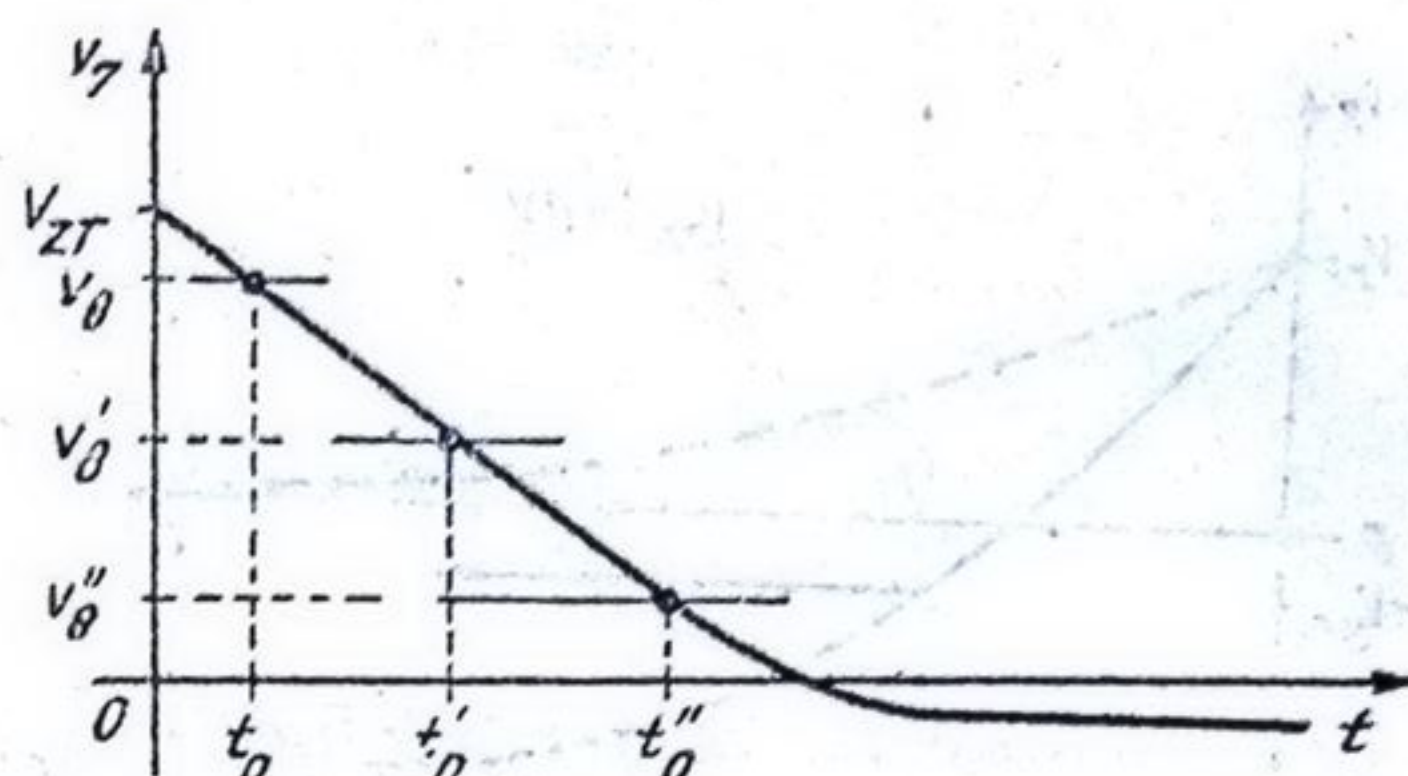


Fig. 2.29. Conectarea în circuit a comparatorului.

Fig. 2.30. Influența valorii tensiunii de comandă v_8 asupra momentului generării impulsului de aprindere.

Tensiunea v_8 este de fapt tensiunea v_s din § 2.1.1 și din figura 2.1. Ea este o tensiune de comandă a unghiului de aprindere deoarece în funcție de valoarea ei, coincidența cu v_8 (semnalul rampă de tensiune) și deci generarea impulsului, final, au loc la diferite momente de timp (vezi figura 2.30). Se realizează astfel prin intermediul rampei de tensiune o conversie tensiune — timp care constituie esența comenzii prin fază a aprinderii tiristoarelor. Semnalul rampă de tensiune (vezi figura 2.27) are o importanță hotărâtoare în realizarea unei comenzi optime a generării impulsului de aprindere. Caracteristicile sale de liniaritate și stabilitate termică și în funcție de parametri externi, constituie caracteristicile de bază ale comenzii prin fază realizate de circuitul БАА 145.

Momentul t_0 , de generare a impulsului de aprindere, este parametrul care constituie obiectul analizei care urmează.

Deoarece declanșarea se petrece atunci când $v_7 = v_8$, pentru determinarea expresiei lui t_0 se va folosi relația 2.46:

$$v_8 = V_{zr} \left[-1 + 2 \exp \left(-\frac{t_0}{\tau} \right) \right].$$

$$t_0 = \tau \ln \frac{2V_{zr}}{V_{zr} + v_8}. \quad (2.50)$$

Considerînd t_0 ca o funcție de variabilele τ , V_{zr} , v_8 , ne propunem în cele ce urmează să analizăm variația lui t_0 cu fiecare din acești parametri.

Dacă admitem că

$$t_0 = t_0(\tau, V_{zr}, v_8)$$

atunci rezultă

$$dt_0 = \frac{\partial t_0}{\partial \tau} d\tau + \frac{\partial t_0}{\partial V_{zr}} dV_{zr} + \frac{\partial t_0}{\partial v_8} dv_8. \quad (2.51)$$

Fiecare din derivatele parțiale din (2.51) reprezintă de fapt un anumit „coeficient de sensibilitate”. Definim astfel următorii coeficienți de sensibilitate ai momentului declanșării impulsului de aprindere:

● sensibilitatea în raport cu variația parametrilor externi C_2^* , R^* (în funcție de temperatură, timp, dispersia parametrilor):

$$\alpha_\tau = \frac{\partial t_0}{\partial \tau} \quad (2.52)$$

● sensibilitatea în raport cu variația tensiunii interne V_{zT} (de la un circuit integrat la altul):

$$\alpha_z = \frac{\partial t_0}{\partial V_{zT}} \quad (2.53)$$

● sensibilitatea în raport cu variația tensiunii de comandă v_g :

$$\alpha_v = \frac{\partial t_0}{\partial v_g} \quad (2.54)$$

α_τ . Figura 2.31 ilustrează efectul variației lui τ asupra momentului t_0 de declanșare a impulsului de aprindere în cazul în care v_g și V_{zT} sînt păstrați constanți. Din (2.50) și (2.52) rezultă:

$$\alpha_\tau = \frac{\partial t_0}{\partial \tau} = \ln \frac{2V_{zT}}{V_{zT} + v_g} \quad (2.55)$$

Deoarece $0 \leq v_g \leq V_{zT}$ rezultă că

$$0 \leq \alpha_\tau \leq \ln 2. \quad (2.56)$$

Dependența lui α_τ de V_{zT} pentru un circuit integrat dat (v_g fixat) este prezentată în figura 2.32. Se observă că pentru o valoare cît mai mică a lui α_τ (deci pentru o cît mai mică variație a lui t_0 cu variația parametrilor externi C_2^* și R^*) este de dorit să se folosească o tensiune de comandă V_{zT} cît mai apropiată de valoarea V_{zT} .

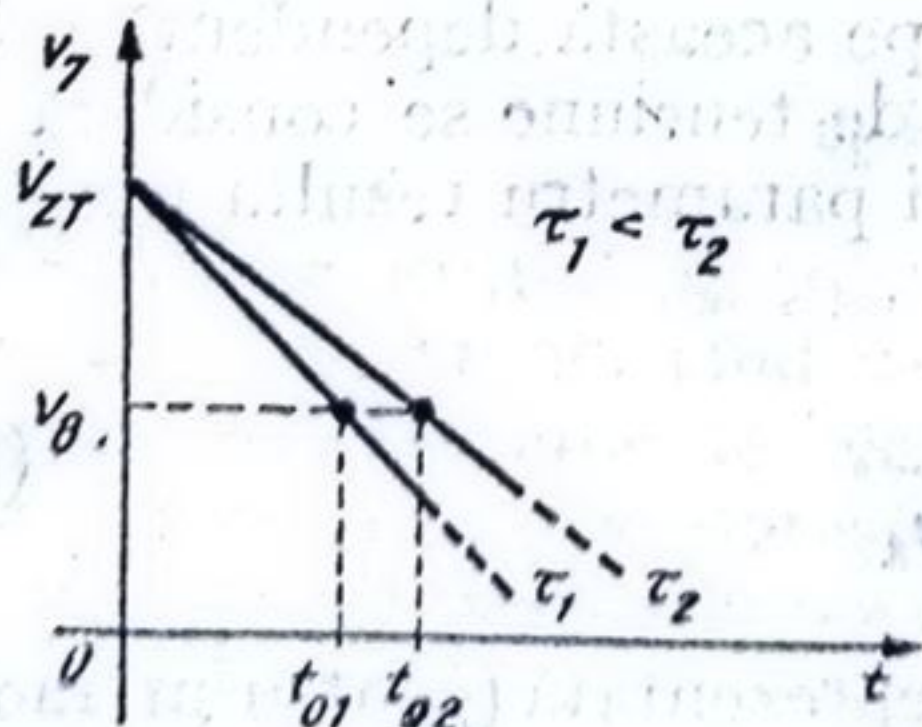


Fig. 2.31. Influența variației lui τ asupra lui t_0 .

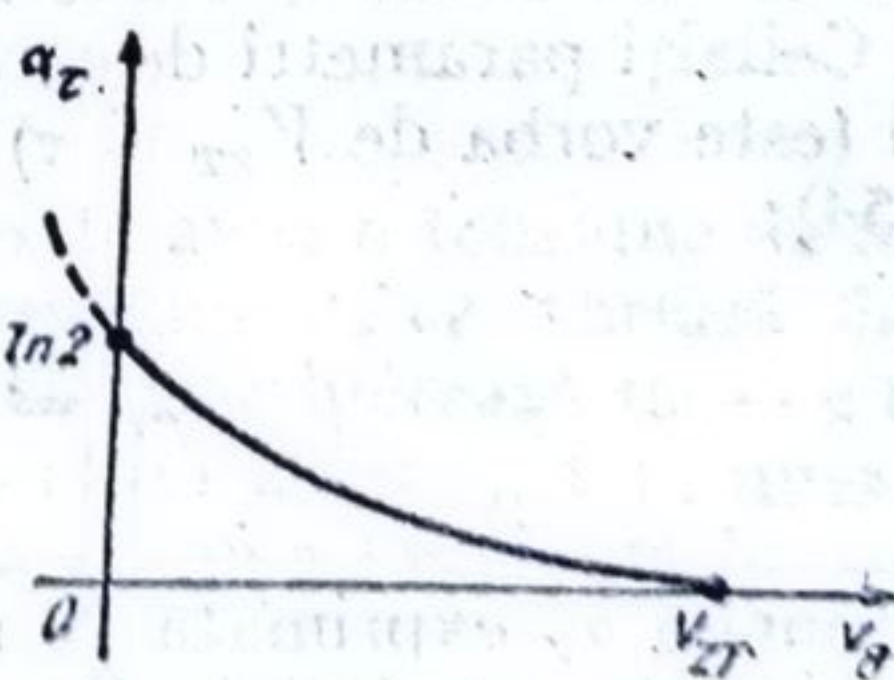


Fig. 2.32. Dependența lui α_τ de v_g pentru un circuit integrat dat.

Trebuie să subliniem că parametrii avuți în vedere atunci când considerăm variația lui τ sînt: toleranțele de fabricație, coeficienții termici și coeficienții de îmbătrînire (modificarea valorilor în timp) ai rezistenței R_2^* , potențiometrului P_1^* și condensatorului C_2^* .

α_z . Datorită dispersiei de fabricație a valorii V_{zT} , este posibil să apară o variație importantă a valorii t_0 . În figura 2.33 se poate observa efectul variației lui V_{zT} asupra lui t_0 când mărimile v_g și τ sînt constante. Din (2.50) și (2.53) rezultă:

$$\alpha_z = \frac{\partial t_0}{\partial V_{zT}} = \tau \frac{v_g}{V_{zT}(V_{zT} + v_g)} \quad [\text{s/V}] \quad (2.57)$$

Dependența lui α_z de v_g pentru un circuit integrat dat (V_{zT} fixat) și un montaj dat (τ fixat) este prezentată în figura 2.34. Se observă că asigurarea unei valori mici pentru α_z se poate face folosind un montaj cu τ mic și o tensiune de comandă v_g cît mai mică. Deci, pentru $0 \leq v_g < V_{zT}$ rezultă:

$$0 \leq \alpha_z \leq \frac{\tau}{2V_{zT}}. \quad (2.58)$$

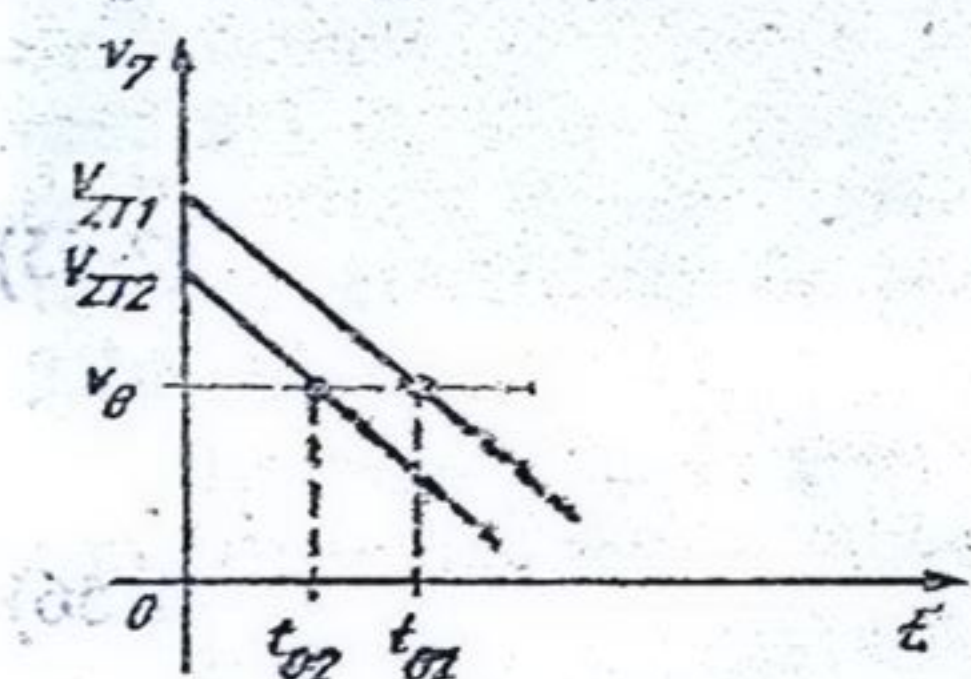


Fig. 2.33. Influența variației lui V_{zT} asupra lui t_0 .

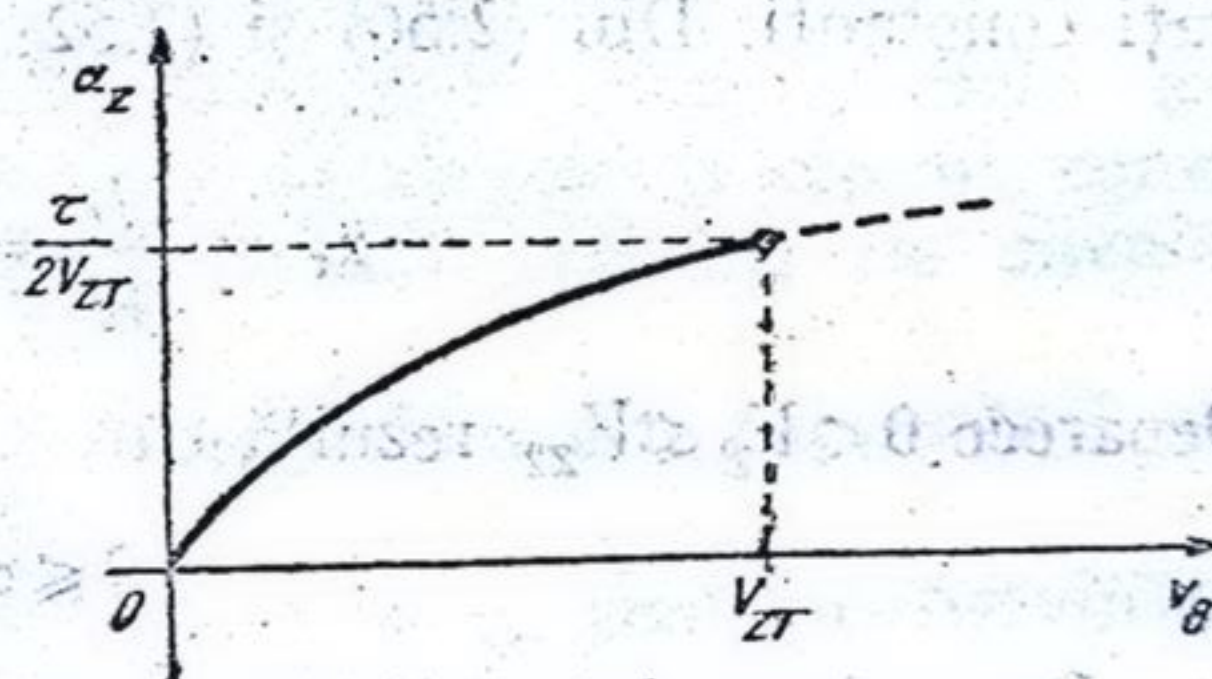


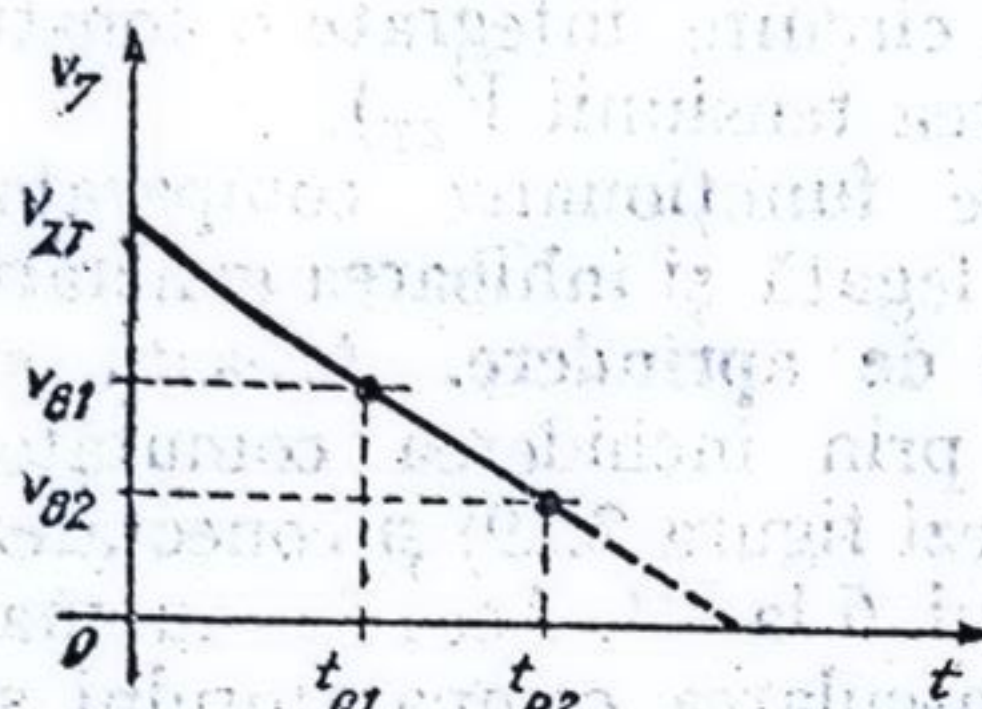
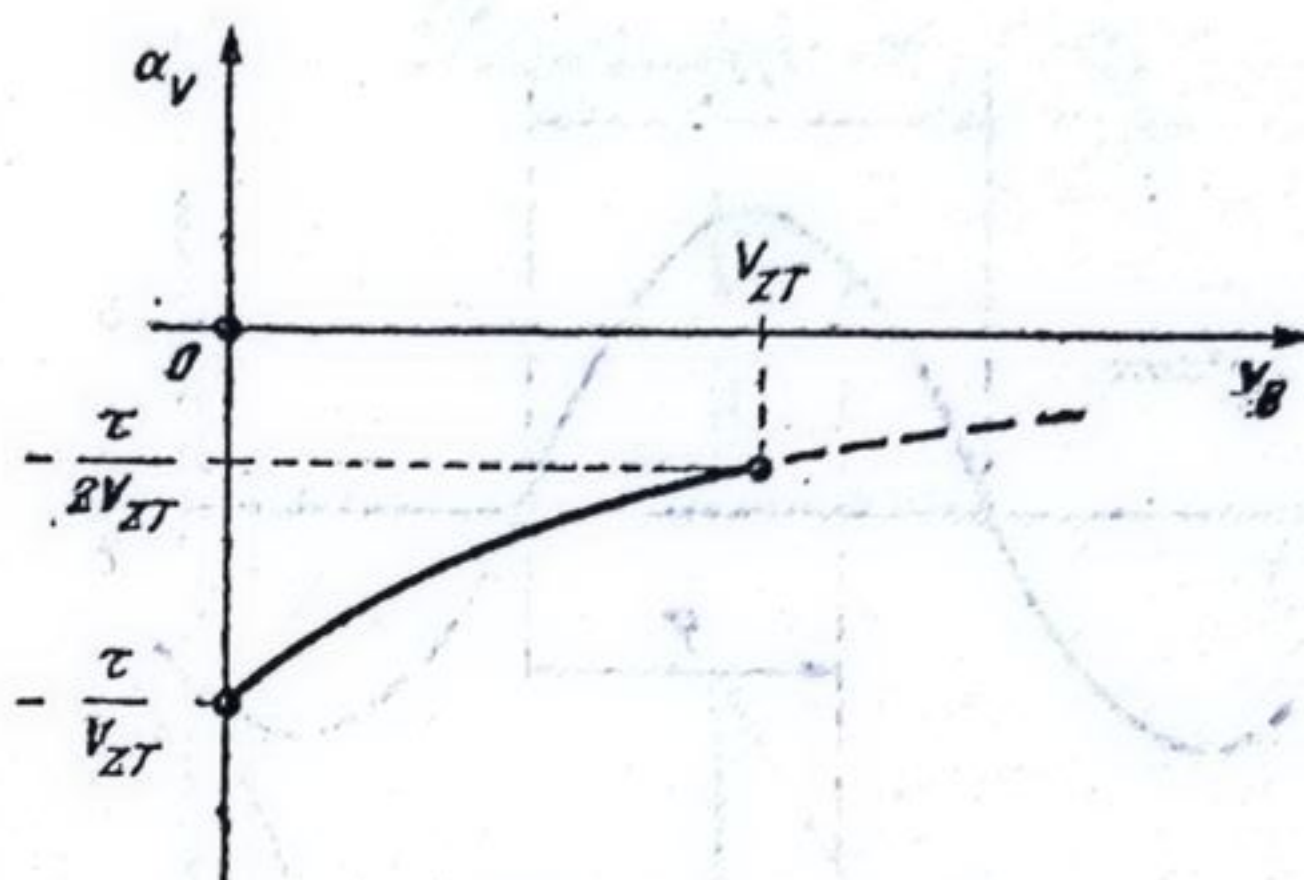
Fig. 2.34. Variația lui α_z cu v_g pentru un circuit integrat și un montaj dat.

α_v . Felul în care variația lui v_g provoacă modificarea valorii lui t_0 se poate urmări în figura 2.35. Se observă imediat că funcționarea circuitului (adică realizarea conversiei tensiune-timp) se bazează pe această dependență a lui t_0 de v_g . Ceilalți parametri de care depinde rampa de tensiune se consideră constanți (este vorba de V_{zT} și τ). Expresia acestui parametru rezultă din (2.50) și (2.54):

$$\alpha_v = \frac{\partial t_0}{\partial v_g} = - \frac{\tau}{V_{zT} + v_g}. \quad (2.59)$$

Funcția α_v exprimată de relația 2.59 este reprezentată (pentru un montaj și circuit integrat dat) în figura 2.36.

Spre deosebire de ceilalți coeficienți de pînă acum, α_v este negativ, și în calitate de măsură a sensibilității circuitului, este de dorit să fie cît mai

Fig. 2.35. Variația lui t_0 cu v_8 .Fig. 2.36. Variația lui α_v cu v_7 pentru un montaj și circuit integrat dat.

mare în valoare absolută. Se observă că aceasta se poate obține pentru o valoare mare a lui τ și pentru o tensiune de comandă v_8 de valoare cât mai mică. Deci, pentru $0 \leq v_8 \leq V_{ZT}$, rezultă

$$-\frac{\tau}{V_{ZT}} \leq \alpha_v \leq -\frac{\tau}{2V_{ZT}} \quad (2.60)$$

În ceea ce privește stabilitatea termică a lui t_0 , se observă că temperatura nu apare explicit în (2.50). Ea apare însă implicit în variația lui V_{ZT} și a lui τ . Deoarece V_{ZT} are coeficient practic nul de variație cu temperatura — vezi (2.45) — singura dependență de temperatură a lui t_0 se realizează prin intermediul lui τ (prin coeficienții termici ai lui R^* și C_2^*). Putem considera deci că stabilizarea termică este foarte bună. Ea este asigurată de introducerea diodelor D_6 și D_7 (vezi figura 2.24) în serie cu diodele Zener DZ_4 și DZ_5 obținându-se astfel grupurile DZ_4, DZ_6 și DZ_5, D_7 cu coeficient termic practic nul.

O altă observație ce se impune se referă la modul în care am considerat apariția impulsului de declanșare: generarea impulsului se petrece la coincidența tensiunii v_7 cu tensiunea v_8 (figurile 2.29 și 2.30). Nu am luat în considerație tensiunea de offset la intrarea comparatorului din figura 2.29, presupunând (vezi figura 2.24) că declanșarea se petrece atunci când are loc egalitatea de mai jos:

$$v_8 = v_{B14} = v_{D6} = v_7$$

În realitate, grupul $Q_9, Q_{10}, D_8, D_9, Q_{13}, Q_{14}$ poate avea o tensiune de offset de 20 ... 30 mV. Atunci când se lucrează cu o tensiune v_8 ce variază între 0 și V_{ZT} , această tensiune de decalaj nu contează. Dacă se lucrează însă cu tensiuni mici pentru v_8 și se dorește o stabilizare absolută a lui t_0 , tensiunea de offset s-ar putea să devină importantă. În orice caz, ea nu a fost luată în considerație la calculul lui α_v .

Deoarece această tensiune de offset este supusă unei dispersii de fabricație destul de importante, rezultă că între diferite circuite integrate există o oarecare asimetrie în ceea ce privește momentul t_0 al declanșării impulsului

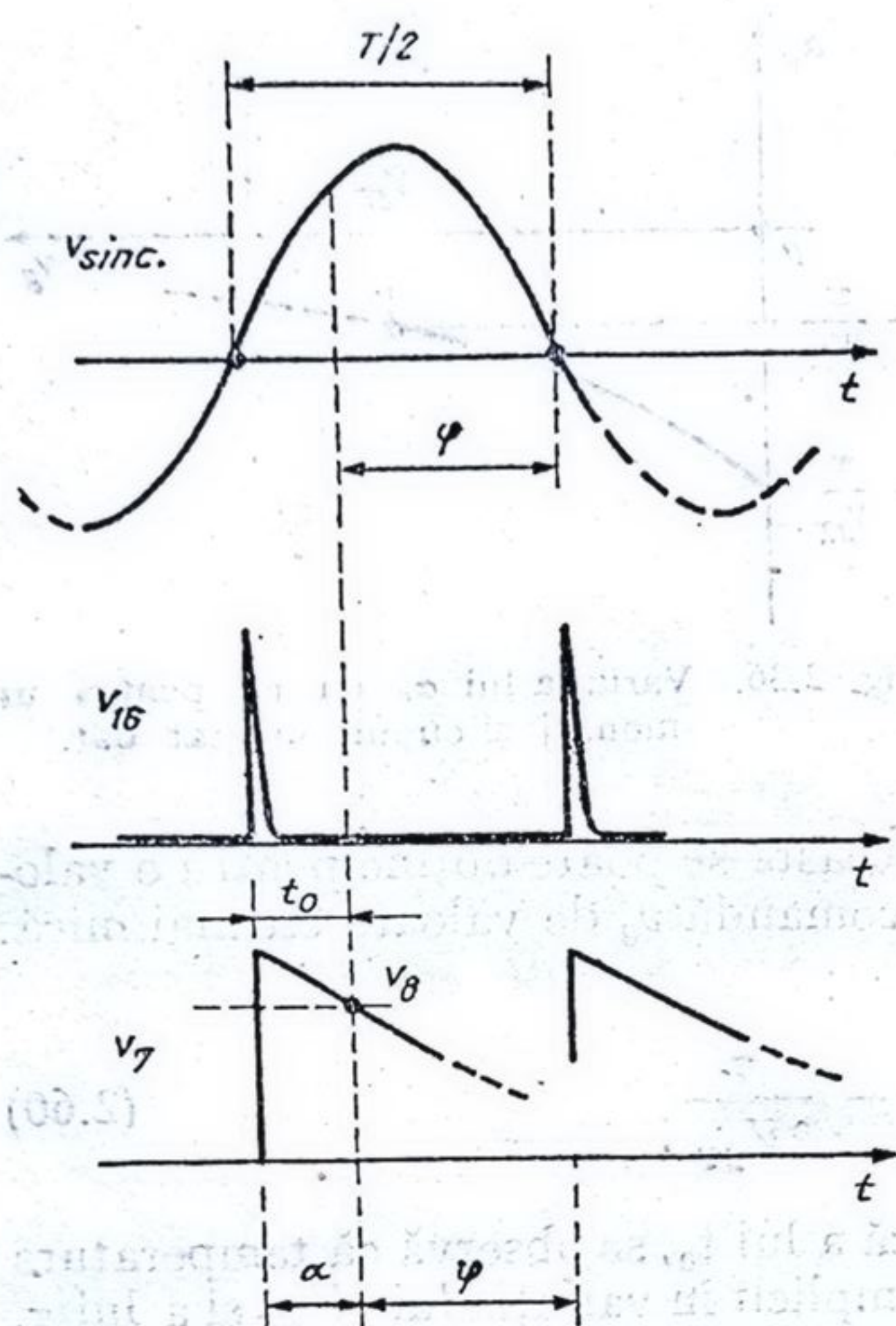


Fig. 2.37. Relația dintre t_0 și unghiurile α și φ .

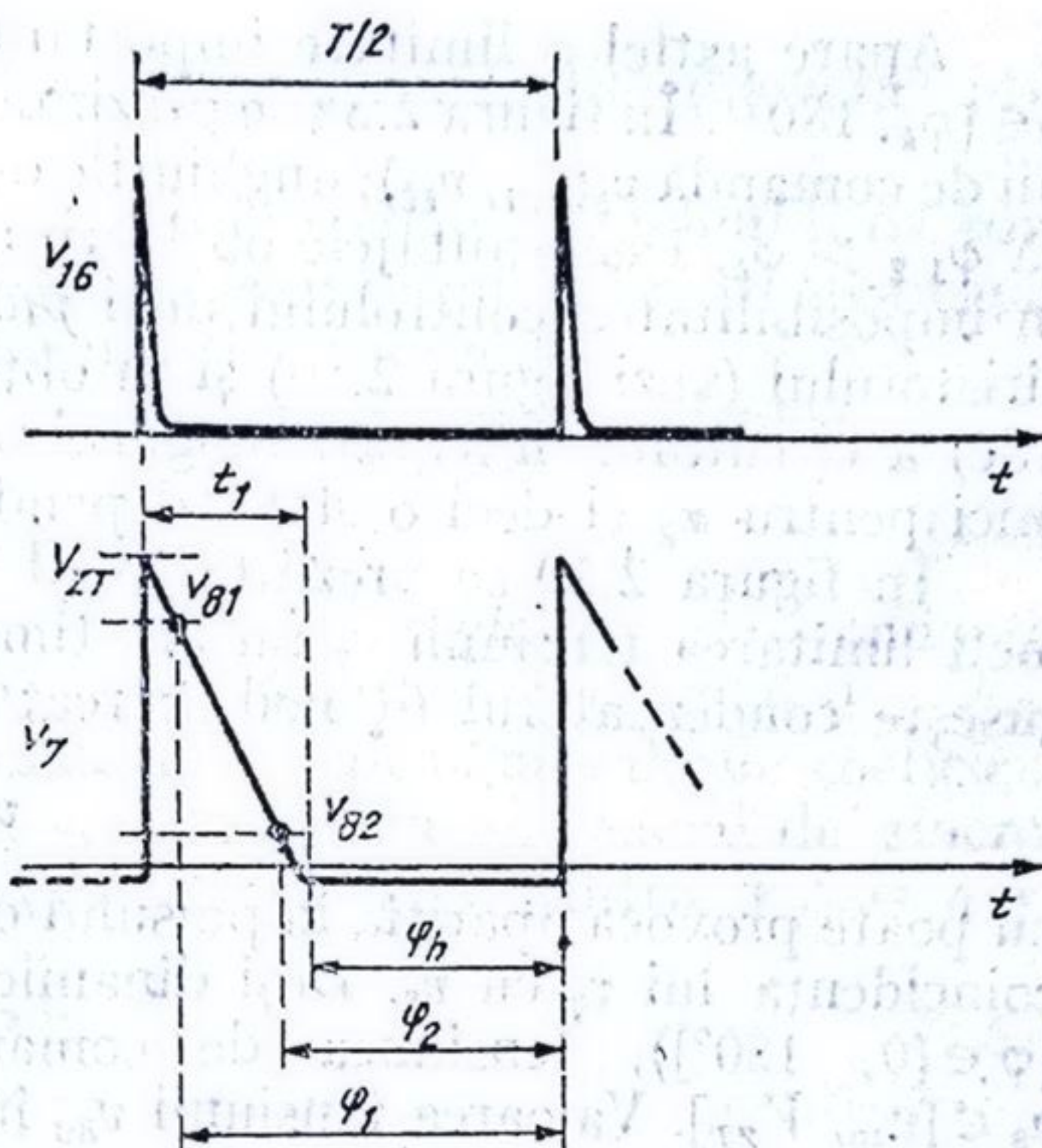
să particularizăm funcționarea circuitului pentru aplicația de bază care constă în folosirea unui semnal de sincronizare periodic cu o anumită frecvență și folosirea impulsului generat de circuit la aprinderea unui tiristor (triac). Blocarea acestuia se face la fiecare trecere prin zero a tensiunii de sincronizare. Cu aceste observații, noțiunile definite în § 2.1.3 și figura 2.10 unghi de conducție (φ) și unghi de aprindere (α), capătă consistență. În figura 2.37 se prezintă o semialternanță a tensiunii de sincronizare v_{sync} cu perioada T , tensiunea v_{16} a detectorului de nul, tensiunea v_7 — puternic dependentă de panta τ asigurată de grupul C_2^* și R^* (figura 2.26), momentul t_0 al generării impulsului de aprindere (coincidența lui v_7 cu v_8) și unghiurile α și φ de aprindere și respectiv de conducție. Reamintim că v_7 ia naștere prin încărcarea rapidă a lui C_2^* la fiecare apariție a unui impuls de nul și descărcarea sa lentă, cu o constantă de timp τ între două impulsuri de nul. Deoarece intervalul de timp dintre două impulsuri de nul este fix și determinat de frecvența tensiunii v_{sync} iar timpul de descărcare al lui C_2^* depinde exclusiv de componente externe, se pune întrebarea ce relație trebuie să existe între panta τ și frecvența tensiunii v_{sync} ? Înainte de a comenta cele trei cazuri care pot apare, cu avantajele și dezavantajele lor, trebuie să realizăm legătura dintre variabila „*timp*” în care am lucrat pînă acum și variabila „*unghi*” cu care vom lucra în continuare. În figurile 2.37 ... 2.40 sînt trecute ambele variabile

de aprindere (subliniem că o cauză mult mai importantă pentru asimetrie între două circuite integrate o constituie valoarea tensiunii V_{zT}).

Tot de funcționarea comparatorului este legată și inhibarea generării impulsului de aprindere. Aceasta se realizează prin închiderea comutatorului K (vezi figura 2.29) și conectarea terminalului 6 la V^+ . Aceasta nu mai permite bascularea comparatorului și indiferent de variația semnalului rampă (care continuă să existe) și de tensiunea v_8 de comandă, etajul monostabil și cele ce-l urmează nu mai sînt declanșate. Folosirea unui element activ în locul comutatorului K , pentru o eventuală comandă logică a inhibării va fi prezentată în § 2.4.

Discuția de pînă acum asupra funcționării rampei de tensiune și comparatorului a avut un caracter general. Pentru a putea aprecia *cantitativ* diverșii coeficienți de sensibilitate definiți mai sus în cazul cel mai general, trebuie

Fig. 2.38. Comanda unghiului de aprindere pentru o valoare mică a lui τ .



astfel încît transformarea timp — unghi se poate înțelege imediat (de exemplu din figura 2.37):

$$\alpha[^\circ] = t_0 [\text{s}] \cdot \frac{360^\circ}{T [\text{s}]} = t_0 \times k. \quad (2.61)$$

În figura 2.38 este prezentat cazul în care τ este suficient de mic astfel încît tensiunea v_7 intră în limitare (la valoarea de $-V_{BE7}$ — figura 2.27) înainte de apariția celui de-al doilea impuls de nul. Durata t_1 a rampei determinată în (2.49), permite fixarea condiției pentru τ :

$$\begin{aligned} t_1 &< T/2, \\ 0,78 \tau &< T/2, \\ \tau &< 0,64 T. \end{aligned} \quad (2.62)$$

Efectul valorii mici a lui τ asupra posibilității de comandă a unghiului de conducție φ se observă imediat din figura 2.38: indiferent de valoarea tensiunii de comandă v_8 (cuprinsă între 0 și V_{zT}), unghiul de conducție nu poate fi mai mic decît φ_h :

$$\varphi_h = \left(\frac{T}{2} - t_1 \right) \frac{360}{T}.$$

Înlocuind t_1 cu valoarea $0,78 \tau$ (vezi relația 2.49), rezultă:

$$\varphi_h = \left(\frac{T}{2} - 0,78 \tau \right) \frac{360}{T}. \quad (2.63)$$

Apare astfel o limitare importantă a dinamicii unghiului de conducție: $\varphi \in [\varphi_h, 180^\circ]$. În figura 2.38 se prezintă, pentru două valori extreme ale tensiunii de comandă $v_s(v_{s1}, v_{s2})$, unghiurile de conducție obținute (φ_1, φ_2). Se observă că $\varphi_{1,2} > \varphi_h$. Dezavantajele obținerii unui unghi minim de conducție constau în imposibilitatea controlului unei *puteri mici* disipate în sarcina din anodul tiristorului (vezi figura 2.10) și în obținerea unei *sensibilități scăzute* ($|\alpha_v|$ — mic) a circuitului integrat. Singurul avantaj constă în obținerea unei valori mici pentru α_z și deci o slabă dependență de circuitul integrat folosit.

În figura 2.39 se prezintă cazul în care τ este suficient de mare astfel încât limitarea tensiunii v_7 nu are timp să se producă și noul impuls de nul găsește condensatorul C_2^e nedescărcat complet. Este evident că o tensiune:

$$v_8 \leq v_{s0}$$

nu poate provoca apariția impulsului de aprindere, deoarece nu poate avea loc coincidența lui v_7 cu v_8 . Deși dinamica unghiului de conducție este maximă ($\varphi \in [0, 180^\circ]$), tensiunea de comandă necesară este limitată inferior $v_8 \in [v_{s0}, V_{zT}]$. Valoarea tensiunii v_{s0} în funcție de τ se determină cu ajutorul relației 2.46:

$$v_{s0} = V_{zT} \left[-1 + 2 \exp \left(-\frac{T}{2\tau} \right) \right]. \quad (2.64)$$

Această limitare inferioară a tensiunii de comandă are loc dacă:

$$t_1 > T/2$$

$$0,78 \tau > T/2$$

$$\tau > 0,64 T \quad (2.65)$$

În afara dezavantajului determinat de reducerea domeniului tensiunii de reglaj a unghiului de aprindere, alte dezavantaje le constituie creșterea valorilor coeficienților α_v și α_z și deci creșterea influenței dispersiei componentelor externe R^* și C_2^e și a circuitului integrat folosit asupra unghiului

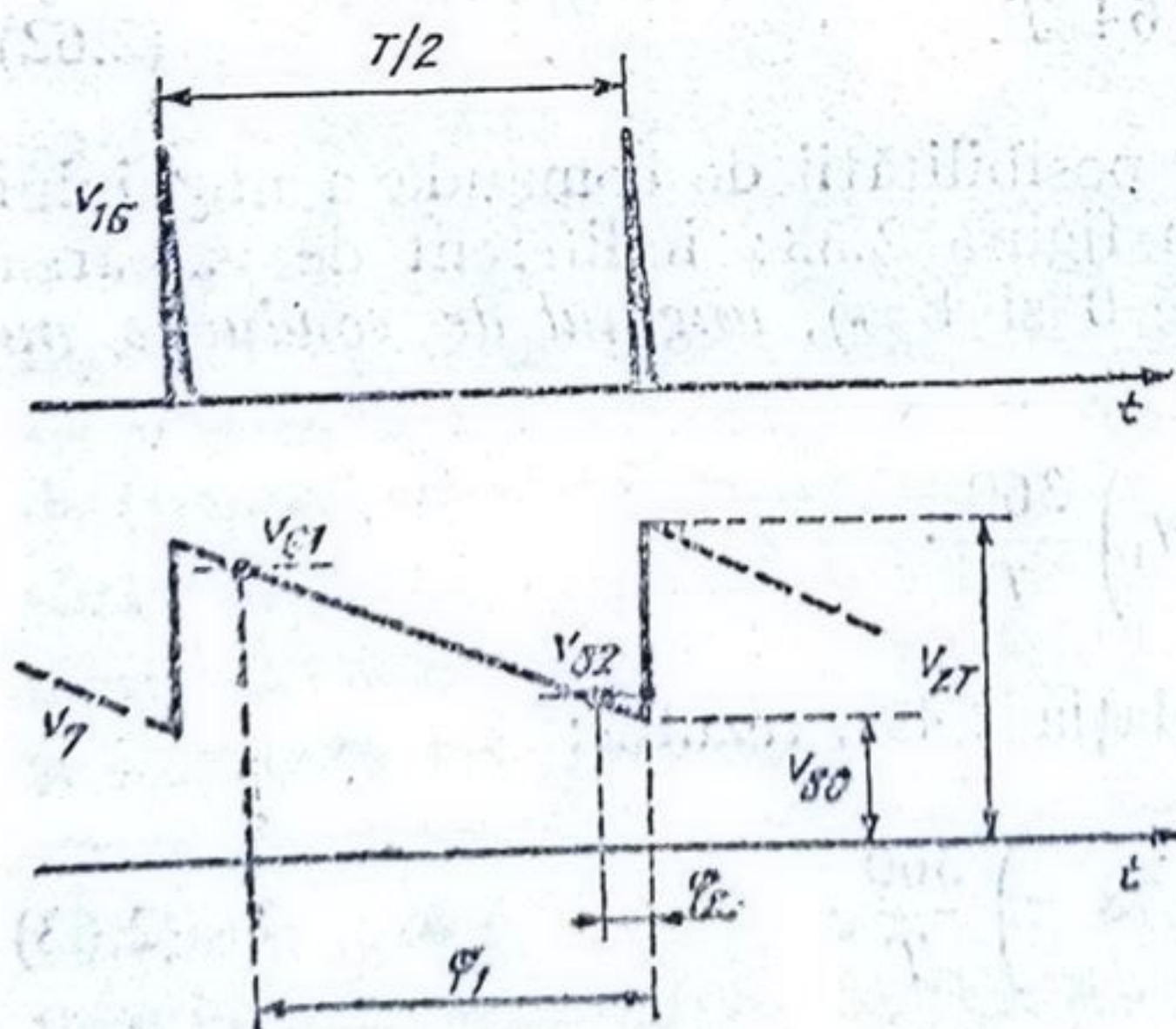


Fig. 2.39. Comanda unghiului de conducție pentru o valoare mare a lui τ .

de conducție. Singurul avantaj îl constituie creșterea sensibilității (coeficientul α_v).

În sfârșit situația optimă în ceea ce privește comanda unghiului de conducție este prezentată în figura 2.40. Valoarea lui τ asigură descărcarea capacității C_2 exact în intervalul dintre două impulsuri de nul.

Condiția pentru τ , care realizează această situație este evidentă:

$$\tau = 0,64 T. \quad (2.66)$$

În acest caz se realizează o dinamică maximă a unghiului de conducție $\varphi \in [0, 180^\circ]$ iar tensiunea de comandă acoperă întreg intervalul $0 \dots V_{zT}$.

În această situație optimă ne propunem să calculăm valorile coeficienților de stabilizare definiți anterior: α_τ , α_z , α_v , pentru un semnal de sincronizare periodic cu frecvența de 50 Hz ($T = 20$ ms) și pentru $V_{zT} = 8$ V.

Din (2.66) se obține:

$$\tau = 12,8 \text{ ms} \quad (2.67)$$

Relațiile 2.54, 2.56 și 2.58 conduc la:

$$0 \leq \alpha_\tau \leq 0,7 \quad (2.68)$$

$$0 \leq \alpha_z \leq 0,8 \text{ [ms/V}_6\text{]} \quad (2.69)$$

$$-1,6 \leq \alpha_v \leq -0,8 \text{ [ms/V]} \quad (2.70)$$

În unități de unghi de aprindere relațiile 2.69, 2.70 devin:

$$0 \leq \alpha_z \leq 14,4 \text{ grade/V}, \quad (2.71)$$

$$-28,8 \text{ grade/V} \leq \alpha_v \leq -14,4 \text{ grade/V}. \quad (2.72)$$

Revenim la relația 2.51 pentru a separa efectul util reprezentat de α_v de efectele nedorite datorate variațiilor $\Delta\tau$ și ΔV_{zT} . Presupunând deci $\Delta v_s = 0$ rezultă:

$$\Delta t_0 = \alpha_\tau \Delta\tau + \alpha_z \Delta V_{zT}. \quad (2.73)$$

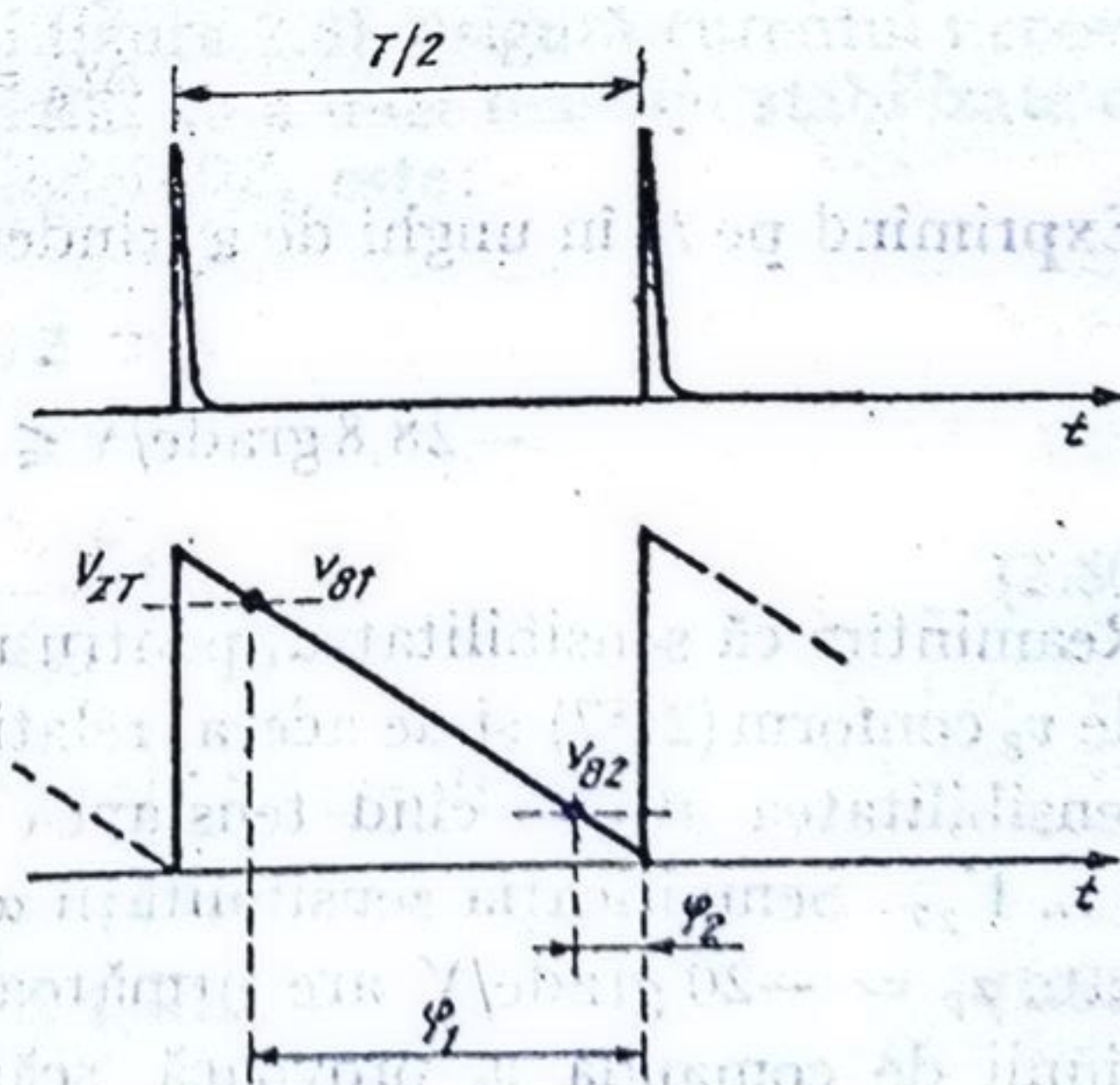


Fig. 2.40. Comanda optimă a unghiului de conducție.

Dacă admitem că R^* și C_2^e au toleranțele de 20% și V_{zT} variază între 7V și 9V atunci:

$$\begin{aligned}\Delta\tau &= \Delta(R^*C_2^e) = R^*\Delta C_2^e + C_2^e\Delta R^* = 0,2 R^*C_2^e + 0,2 R^*C_2^e \\ &= 0,4\tau = 0,4 \times 12,8 \text{ ms} = 5,12 \text{ ms}\end{aligned}\quad (2.74)$$

$$\Delta V_{zT} = 2 \text{ V} \quad (2.75)$$

Înlocuind (2.68), (2.71), (2.74) în (2.73) rezultă:

$$0 \leq \Delta t_0 \leq 5,18 \text{ ms}; \quad (2.76)$$

Exprimînd pe t_0 în unghi de conducție rezultă:

$$0 \leq \Delta\varphi \leq 93^\circ \quad (2.77)$$

Această variație *inacceptabilă* pentru φ care poate fi provocată de folosirea unor circuite integrate diferite și a unor componente C_2^e , R_2^e cu toleranțe de 20% face absolut necesară folosirea în schema de aplicație tipică, a potențiometrului P_1^e (vezi figura 2.8) pentru reglajul inițial al lui τ . Acest potențiomtru permite asigurarea condiției optime de comandă a unghiului de conducție ($\tau = 0,64 T$) compensînd variația lui V_{zT} de la un circuit la altul și toleranțele de realizare a componentelor R^* și C_2^e .

Sensibilitatea α_V , în condițiile în care considerăm $\Delta\tau_k = 0$ și $\Delta V_{zT} = 0$, introdusă în (2.54) conduce la:

$$\Delta t_0 = \alpha_V \Delta v_s. \quad (2.78)$$

Exprimînd pe t_0 în unghi de aprindere, rezultă:

$$-28,8 \text{ grade/V} \leq \frac{d\alpha}{dv_s} \leq -14,4 \text{ grade/V}. \quad (2.79)$$

Reamintim că sensibilitatea, pentru un circuit și un montaj dat este o funcție de v_s conform (2.57) și de aceea, relația 2.79 exprimă intervalul în care variază sensibilitatea atunci cînd tensiunea de comandă v_s variază în intervalul $0 \dots V_{zT}$. Semnificația sensibilității α_V , este imediată. De exemplu o sensibilitate $\alpha_V = -20 \text{ grade/V}$ are următoarea semnificație: o creștere cu 1 V a tensiunii de comandă v_s provoacă scăderea cu 20° a unghiului de aprindere.

Să rezumăm funcționarea generatorului de rampă și a comparatorului:

● Fiecare impuls de nul provoacă încărcarea rapidă a condensatorului C_2 la aproximativ 8V;

● Între două impulsuri de nul condensatorul C_2 se descarcă lent, cu o constantă de timp care depinde de valorile C_2 , R_5 , P_1 (vezi figura 2.8) către tensiunea de -8V pe care însă nu o atinge deoarece la -0,7V se produce limitarea tensiunii (figura 2.27) Astfel ia naștere o tensiune „dinte de fierăstrău” care se aplică pe intrarea neinversoare a comparatorului.

● Pe intrarea inversoare, comparatorul primește tensiunea de comandă a unghiului de conducție. Când tensiunile de pe cele două intrări devin egale, are loc bascularea comparatorului și generarea impulsului de aprindere.

● Toate proprietățile de stabilitate și sensibilitate a comenzii „în fază” a unghiului de conducție depind de stabilitatea tensiunii ce apare la terminalul 7 („rampă” sau „dinte de fierăstrău”)

În ceea ce privește valorile componentelor externe C_2 , P_1 , R_5 care fixează „rampa” de tensiune, ele intervin în calcul prin intermediul lui τ . Ceea ce contează este deci produsul $C_2(R_5 + P_1)$. Cu toate acestea, nu este indiferent cum alegem valorile $R_5 + P_1$ și C_2 .

Încărcarea capacității C_2 de către impulsul de nul trebuie să se facă rapid. Din figura 2.25 se observă că pentru impulsuri de nul scurte (Δt mic) necesare în aplicații de dinamică mare a unghiului de conducție sau în aplicații de frecvență superioară valorii de 1kHz — o capacitate C_2 de valoare mare nu are timp să se încarce pînă la valoarea de 8V. În consecință, rampa de tensiune are o amplitudine vîrf la vîrf mai mică decît 8 V și funcționarea circuitului este compromisă. Este deci necesar să se aleagă o valoare mică pentru C_2 . O valoare foarte mică pentru C_2 (care ar satisface condiția de mai sus), ar necesita însă pentru obținerea unei valori a lui τ de ordinul milisecundelor (aplicații uzuale) o rezistență $R^* = P_1 + R_5$ de valoare foarte mare, care nu este uzuală. Iată de ce valorile tipice pentru C_2 și R^* în aplicațiile uzuale sînt 100 nF respectiv 100 k Ω .

Rolul rezistenței R_5 inseriată cu potențiometrul P_1 este de a asigura o valoare minimă a pantei τ care să nu compromită funcționarea. Valoarea ei tipică este de 10 k Ω . Rezistența R_4 (vezi figura 2.8) asigură curentul necesar diodei DZ_5 permițînd obținerea în terminalul 15 a unei tensiuni stabilizate de -8 V. Curentul care trebuie asigurat diodei DZ_5 este:

$$I_{Z5} = 1 \dots 2 \text{ mA},$$

deci

$$R_4 = \frac{V^- - V_{Z5}}{I_{Z5}} \quad (2.80)$$

Pentru valoarea tipică $|V_{Z5}| = 8 \text{ V}$ și $V^- = 15 \text{ V}$, rezultă:

$$R_4 = \frac{15 - 8}{1,5} \simeq 4 \text{ k}\Omega. \quad (2.81)$$

Încheiem prezentarea etajului generator de rampă cu câteva observații legate de influența grupului de componente externe P_1^e , R_5^e , R_4^e , C_2^e asupra funcționării circuitului integrat:

- întreruperea condensatorului C_2^e provoacă nefuncționarea circuitului fără a-l defecta;

- scurtcircuitarea condensatorului C_2^e pune la masă terminalul 7 al circuitului și pulsul de curent de 60 mA care trece prin Q_7 (vezi figura 2.24.). nu mai durează doar o fracțiune din durata impulsului de nul (vezi figura 2.25) ci întreaga durată a impulsului de nul. Ca urmare, Q_7 este puternic solicitat în curent și dacă scurtcircuitul este menținut mult timp are loc străpungerea lui Q_7 și defectarea circuitului;

- întreruperea rezistenței R_4^e anulează tensiunea de $-8V$ din terminalul 15 și rampa de tensiune din terminalul 7 variază între $+8V$ și $0V$ (vezi figura 2.27) modificându-și deci puternic liniaritatea. Circuitul continuă să funcționeze însă numai pentru tensiuni de comandă v_s apropiate de $+8V$. Funcționarea pe întreg intervalul tensiunii de comandă ($0 \dots 8V$) este complet compromisă;

- Scurtcircuitarea rezistenței R_4 are un efect catastrofal asupra circuitului deoarece pe dioda DZ_5 se aplică întreaga tensiune V^- ceea ce conduce la străpungerea termică a acestei diode. Aceasta face ca pe terminalul 15 tensiunea V_{Z15} să fie nulă și conform celor discutate anterior funcționarea circuitului este compromisă. Spre deosebire însă de cazul anterior (cînd înlocuirea rezistenței R_4 restabilește funcționarea circuitului) de data aceasta funcționarea este definitiv compromisă;

- întreruperea potențiometrului P_1^e și a rezistenței R_5^e oprește funcționarea circuitului fără însă a-l defecta;

- scurtcircuitarea potențiometrului P_1^e și a rezistenței R_5^e fixează tensiunea pe terminalul 7 la valoarea de $-8V$ (V_{Z15}) anulînd funcționarea rampei de tensiune și punînd din nou în pericol tranzistorul intern Q_7 (vezi figura 2.24) ca și în cazul scurtcircuitării condensatorului C_2^e ;

- întreruperea sau scurtcircuitarea uneia din componentele P_1^e sau R_5^e nu provoacă defectarea circuitului dar modifică radical funcționarea sa corectă.

2.2.4. Etajul monostabil

Funcționarea etajului monostabil este controlată de două etaje discutate anterior: generatorul de rampă și comparatorul (vezi figura 2.8). Prin intermediul generatorului de rampă, impulsurile de nul declanșează monostabilul la fiecare trecere prin zero a tensiunii de rețea. Blocarea monostabilului este provocată de bascularea comparatorului care are loc la coincidența tensiunilor din terminalele 7 și 8. Deci blocarea monostabilului corespunde momentului apariției impulsului de aprindere.

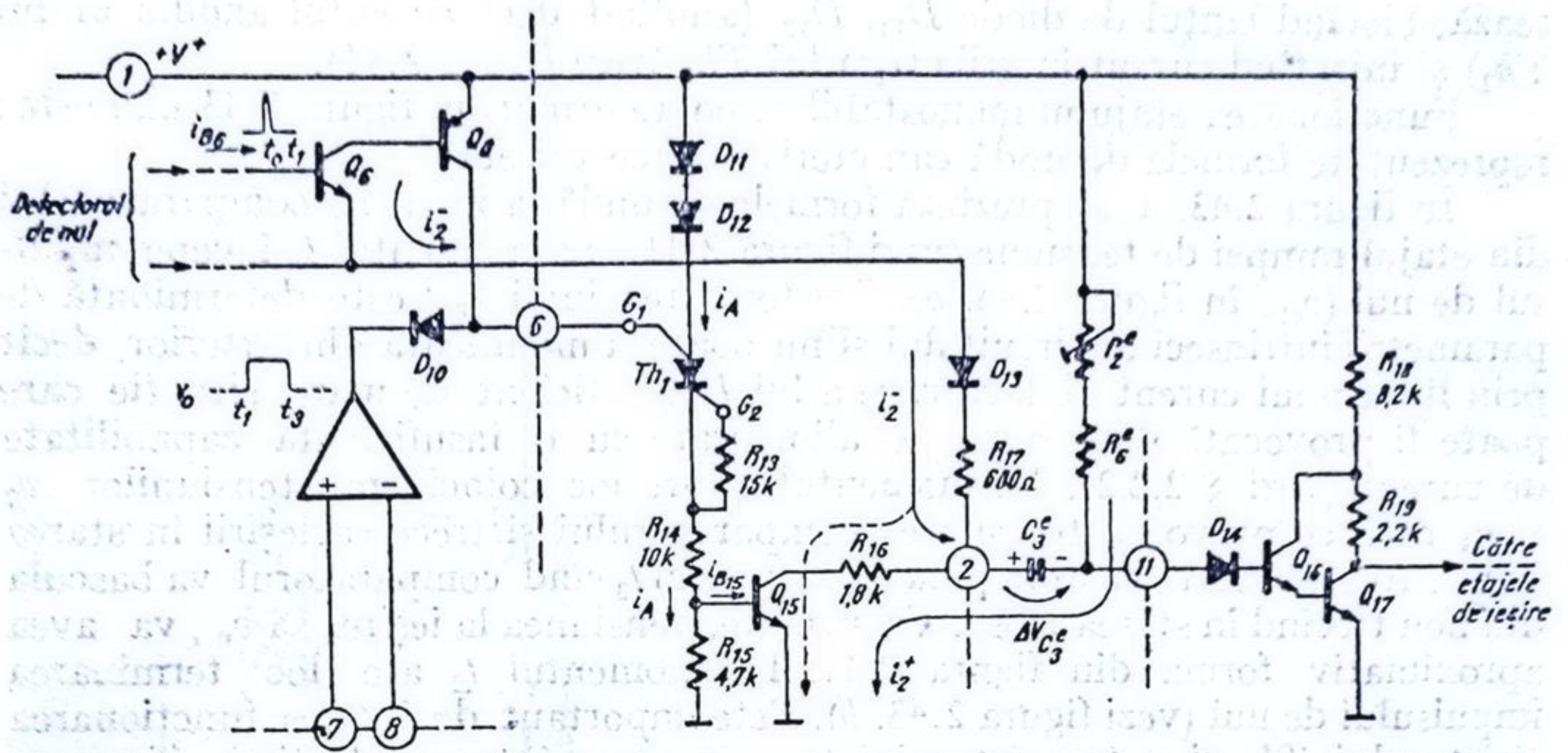


Fig. 2.41. Schema etajului monostabil.

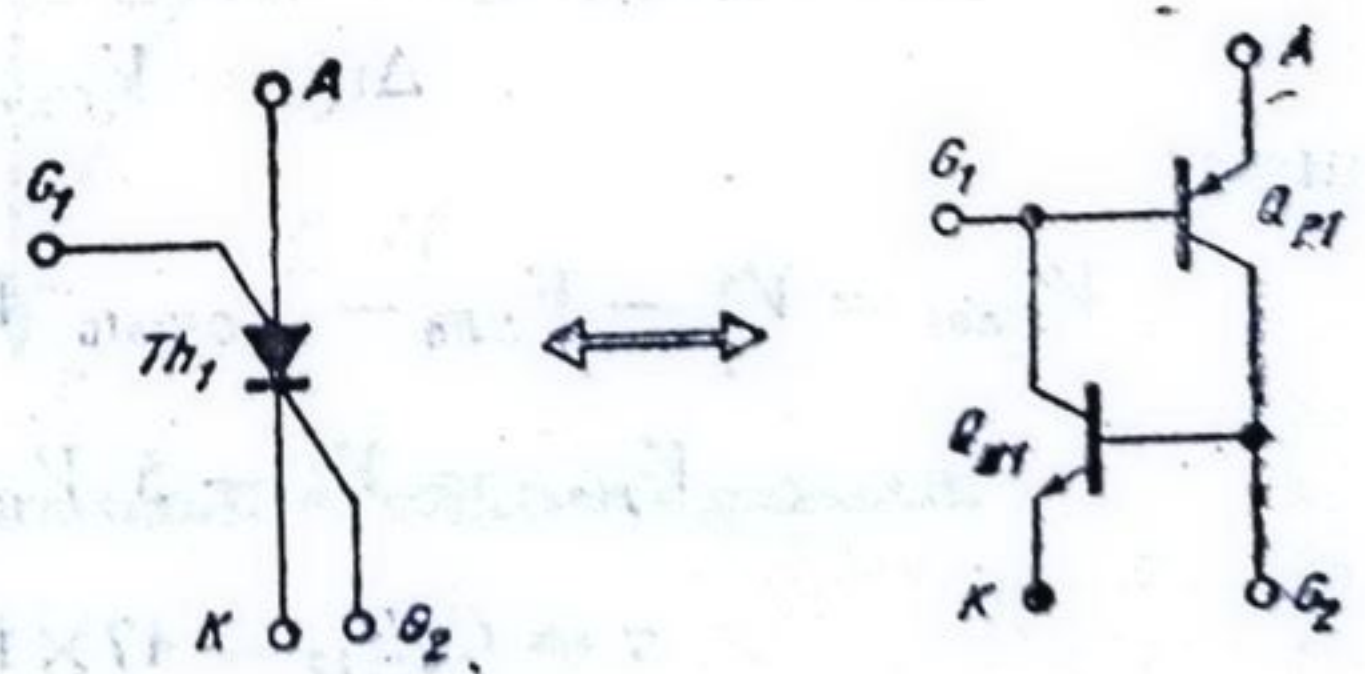
Schema electrică a acestui etaj este prezentată în figura 2.41. Elementele principale ale acestui etaj sînt tranzistorul Q_{15} și tiristorul integrat Th_1 . Schema echivalentă a tiristorului se poate urmări în figura 2.42. Grila G_1 este grila de comandă și este conectată la terminalul 6 al circuitului (vezi figura 2.41) iar grila G_2 este folosită pentru conectarea rezistenței R_{13} între baza și emitorul lui Q_{N1} , cu rol important în blocarea tiristorului care nu se produce decît după ce a fost evacuată sarcina stocată în baza lui Q_{N1} . Micșorarea timpului de evacuare a acestei sarcini stocate și deci a timpului de blocare a tiristorului se realizează cu ajutorul acestei rezistențe R_{13} . Deschiderea tiristorului se face prin coborîrea potențialului grilei G_1 (terminalul 6) sub valoarea potențialului e anod a lui Th_1 adică atunci cînd se realizează condiția

$$V_6 \leq V^+ - 3 V_D. \quad (2.82)$$

Această condiție este satisfăcută atunci cînd tensiunile la intrările comparatorului satisfac relația

$$V_8 \geq v_7. \quad (2.83)$$

Blocarea tiristorului se produce prin anularea curentului anodic simultan cu aplicarea unui impuls pozitiv pe grila de control G_1 . Ambele funcții sînt îndeplinite de tranzistorul Q_8 care primind suficient curent de bază se satu-

Fig. 2.42. Schema echivalentă a tiristorului Th_1

rează, blocând lanțul de diode D_{11} , D_{12} (anulând deci curentul anodic al lui Th_1) și injectând curent în grila G_1 a lui Th_1 (vezi figura 2.41).

Funcționarea etajului monostabil se poate urmări în figura 2.43 unde sînt reprezentate formele de undă caracteristice acestui etaj.

În figura 2.43. *a* se prezintă formele de undă la intrările comparatorului din etajul rampei de tensiune (vezi figura 2.41). La momentul t_0 începe impulsul de nul (v_{z16} în figura 2.43. *b*). Creșterea tensiunii v_{z16} este determinată de parametrii intrinseci ai circuitului și nu poate fi modificată din exterior, decît prin lipsa unui curent de încărcare a lui D_{z16} suficient de mare, situație care poate fi provocată de o sursă de alimentare cu o insuficientă capacitate de curent (vezi § 2.2.2). La momentul t_1 are loc coincidența tensiunilor v_7 și v_8 ceea ce provoacă bascularea comparatorului și trecerea ieșirii în starea „sus”. Această stare va dura pînă la momentul t_3 cînd comparatorul va bascula din nou trecînd în starea „jos”. Ca urmare, tensiunea la ieșirea sa v_0 , va avea aproximativ forma din figura 2.41. La momentul t_2 are loc terminarea impulsului de nul (vezi figura 2.43. *b*). Este important de înțeles funcționarea tiristorului Th_1 și a tranzistorului Q_{15} în acest interval de timp. Trecerea ieșirii comparatorului în starea „sus” la momentul t_1 anulează comanda pe poarta tiristorului Th_1 dar nu-i poate produce blocarea (ea este dată de saturarea lui Q_8 , începută la momentul t_0 și terminată la momentul t_2). Această saturare produce blocarea diodelor D_{11} , D_{12} și deci anularea curentului anodic i_A al tiristorului. În plus blocarea este întărită de injecția de curent în poarta G_1 a tiristorului efectuată de același tranzistor Q_8 . Curentul anodic variază ca în figura 2.43. *c*. Durata τ_0 în care i_A scade sub curentul de menținere al tiristorului trebuie să fie neapărat mai mică decît intervalul de timp $t_2 - t_1$ deoarece, în caz contrar, nu se poate produce blocarea tiristorului înainte de t_2 compromițînd funcționarea circuitului (după cum se va vedea în continuare). De asemenea mai trebuie subliniat și faptul că intervalul $t_2 - t_1$ al impulsului de nul este determinat de viteza de variație a semnalului de sincronizare pe terminalul 9 și depinde direct de divizorul R_1 , K_1 (vezi § 2.2.2). τ_0 este foarte puțin modificat de circuitul exterior și deci asigurarea unei funcționări corecte este determinată de fixarea unei pante a semnalului de sincronizare care să satisfacă cerința de mai sus. *Deci pentru o funcționare corectă este necesar ca tiristorul să se blocheze înainte de terminarea impulsului de nul.* Anularea curentului i_A produce anularea curentului de bază al lui Q_{15} care se blochează. Curentul i_2^- furnizat de Q_6 (vezi figura 2.41) în timpul impulsului de nul trece inițial prin Q_{15} (cîtă vreme există i_A și deci i_{B15}) dar după blocarea lui Q_{15} , trece prin C_8 , D_{14} , Q_{16} , Q_{17} , încărcînd capacitatea C_8 cu o tensiune ΔV_{C8} ce se poate calcula astfel:

$$\Delta v_{C8} = V_{f1nat}(1 - e^{-t/\tau}) \quad (2.82)$$

unde:

$$V_{f1nat} = V^+ - V_{DES} - V_{CEsat0} - V_{D13} - V_{D14} - V_{BE16} - V_{BE17}$$

$$V_{f1nat} = V^+ - 5 V_{BE} - V_{CEsat} \simeq 11 \text{ V}, \quad (2.83)$$

$$\tau = C_8 R_{17} = 47 \times 10^{-9} \times 680 \text{ s} = 3,2 \text{ } \mu\text{s} \quad (2.84)$$

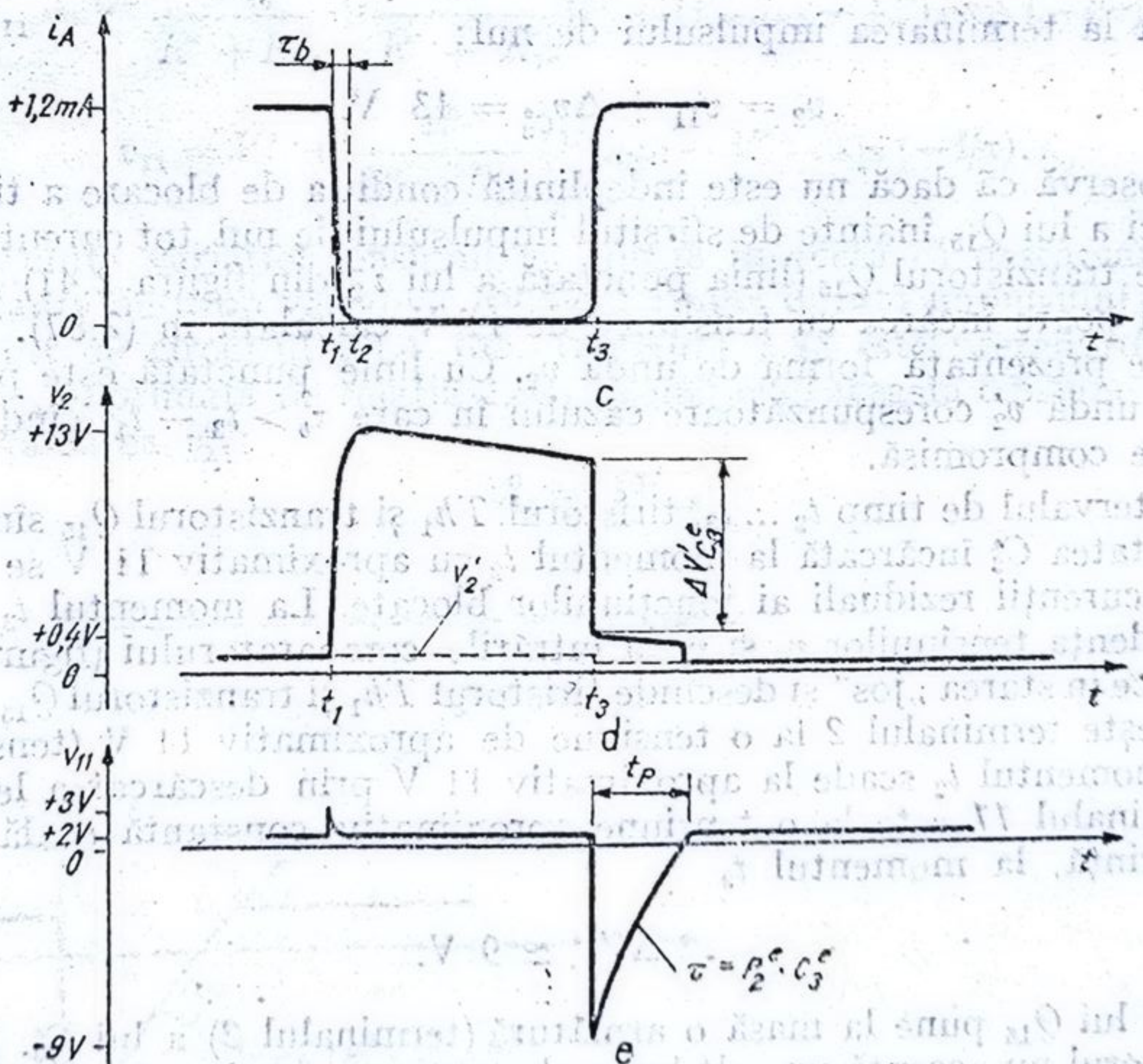
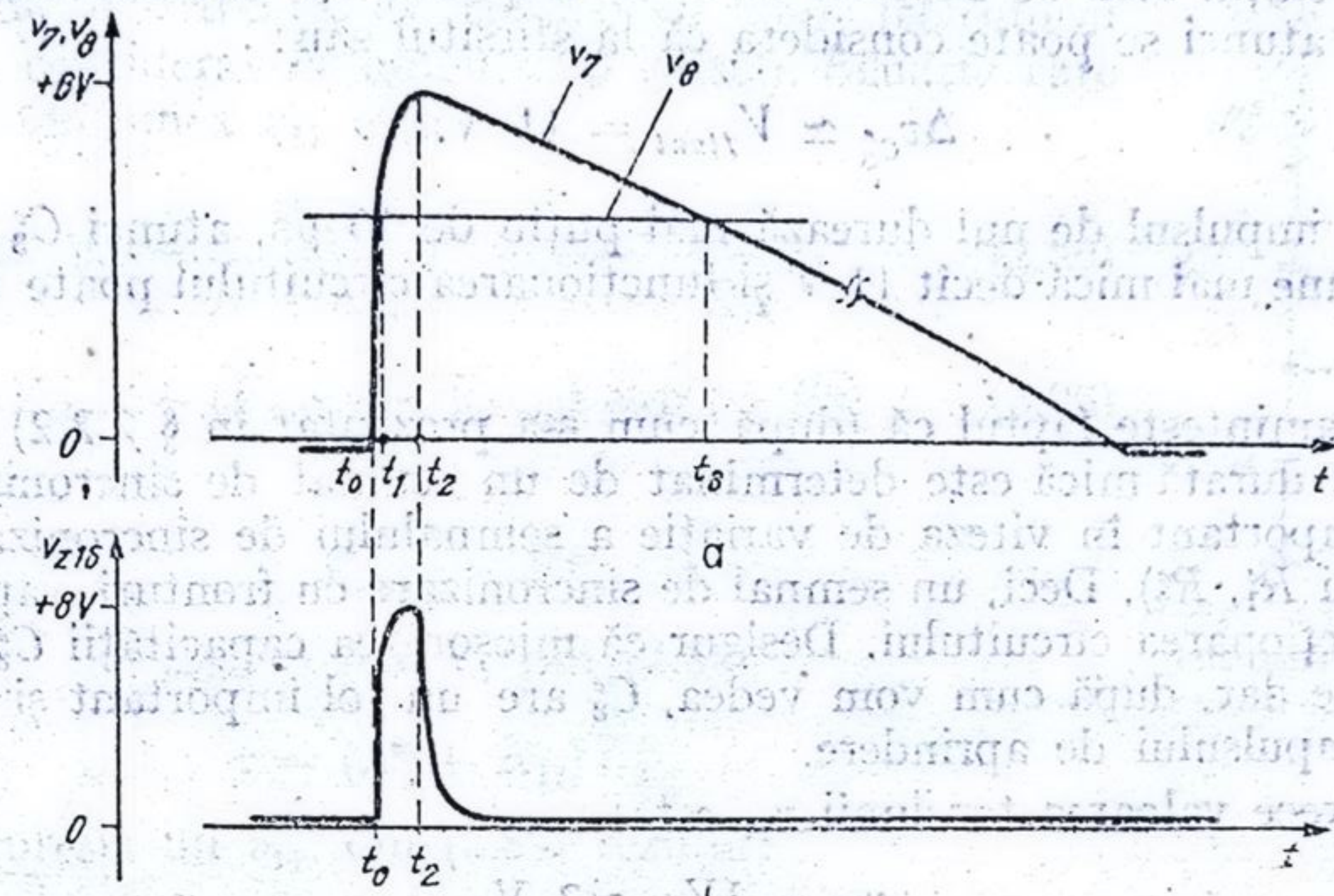


Fig. 2.43. Formele de undă caracteristice la etajul monostabil.

În relația 2.84, pentru C_3^e s-a considerat valoarea de 47 nF din schema de aplicație tipică.

Din relația 2.82 se observă că dacă impulsul de nul durează mai mult de 10 μ s, atunci se poate considera că la sfârșitul său:

$$\Delta v_{C_3^e} \simeq V_{final} = 11 \text{ V.} \quad (2.85)$$

Dacă impulsul de nul durează mai puțin de 10 μ s, atunci C_3^e se încarcă la o tensiune mai mică decât 11 V și funcționarea circuitului poate fi compromisă.

Se reamintește faptul că (după cum s-a prezentat în § 2.2.2) un impuls de nul de durată mică este determinat de un semnal de sincronizare rapid (un rol important în viteza de variație a semnalului de sincronizare revine divizorului R_1^e, R_2^e). Deci, un semnal de sincronizare cu fronturi rapide poate anula funcționarea circuitului. Desigur că micșorarea capacității C_3^e ar putea fi o soluție dar, după cum vom vedea, C_3^e are un rol important și în fixarea duratei impulsului de aprindere.

Deoarece valoarea tensiunii v_{11} este:

$$v_{11} = 3V_{BE} \simeq 2 \text{ V,} \quad (2.86)$$

rezultă că la terminarea impulsului de nul:

$$v_2 = v_{11} + \Delta v_{C_3^e} = 13 \text{ V.} \quad (2.87)$$

Se observă că dacă nu este îndeplinită condiția de blocare a tiristorului Th_1 și deci a lui Q_{15} înainte de sfârșitul impulsului de nul, tot curentul i_2^- este preluat de tranzistorul Q_{15} (linia punctată a lui i_2^- din figura 2.41) și deci C_3^e nu se mai poate încărca cu tensiunea de 11 V calculată în (2.87). În figura 2.43.d este prezentată forma de undă v_2 . Cu linie punctată este prezentată forma de undă v_2' corespunzătoare cazului în care $\tau_b > t_2 - t_1$ când funcționarea este compromisă.

În intervalul de timp $t_2 \dots t_3$, tiristorul Th_1 și tranzistorul Q_{15} sînt blocate iar capacitatea C_3^e încărcată la momentul t_2 cu aproximativ 11 V se descarcă lent prin curenții reziduali ai joncțiunilor blocate. La momentul t_3 când are loc coincidența tensiunilor v_7 și v_8 la intrările comparatorului (figura 2.43. a) acesta trece în starea „jos” și deschide tiristorul Th_1 și tranzistorul Q_{15} . Momentul t_3 găsește terminalul 2 la o tensiune de aproximativ 11 V (tensiunea de 13 V la momentul t_2 scade la aproximativ 11 V prin descărcarea lentă a lui C_3^e). Terminalul 17 este la o tensiune aproximativ constantă egală cu 2 V. În consecință, la momentul t_3

$$\Delta V_{C_3^e} \simeq 9 \text{ V.} \quad (2.88)$$

Saturarea lui Q_{15} pune la masă o armătură (terminalul 2) a lui C_3^e . Deoarece condensatorul nu acceptă un salt brusc de tensiune, tensiunea de 9 V se menține pe el și după saturarea lui Q_{15} . Aceasta face ca pe terminalul 17 să apară un salt negativ de tensiune (vezi figura 2.43. e) de aproximativ 9 V care blochează grupul de tranzistoare $Q_{16} Q_{17}$.

Descărcarea capacității C_3^e se face acum prin intermediul grupului P_2^e, R_6^e , al rezistenței R_{16} și al tranzistorului saturat Q_{15} (vezi figura 2.41). În figura 2.44 este prezentat circuitul de descărcare al condensatorului (colectorul lui Q_{15} este considerat la potențialul masei). Ecuația care determină tensiunea v_{11} este:

$$v_{11} = \frac{R_{16}}{R^e + R_{16}} V^+ + \frac{R^e}{R^e + R_{16}} v_c \quad (2.89)$$

$$v_c = V_{final} + (V_{inițial} - V_{final}) \exp(-t/\tau) \quad (2.90)$$

unde:

$$V_{final} = V^+$$

$$V_{inițial} = -9 \text{ V, din (2.88)}$$

$$\tau = (R^e + R_{16}) C_3^e$$

Pentru expresia lui v_{11} , din (2.89) rezultă:

$$v_{11} = V^+ \frac{R_{16}}{R^e + R_{16}} + \frac{R^e}{R^e + R_{16}} V^+ + (V_{inițial} - V^+) \exp(-t/\tau), \quad (2.91)$$

$$v_{11} = V^+ + \frac{R^e}{R^e + R_{16}} (V_{inițial} - V^+) \exp(-t/\tau). \quad (2.92)$$

Importanța variației tensiunii v_{11} constă în aceea că descărcarea lui C_3^e prin constanta de timp variabilă $R^e C_3^e$ determină durata impulsului de aprindere generat de circuitul βAA 145. În figura 2.45 este prezentată variația tensiunii v_{11} exprimată de relația 2.92. Atunci când această tensiune v_{11} devine egală cu valoarea v_{11}^0 :

$$v_{11}^0 = 3V_{BE} \quad (2.93)$$

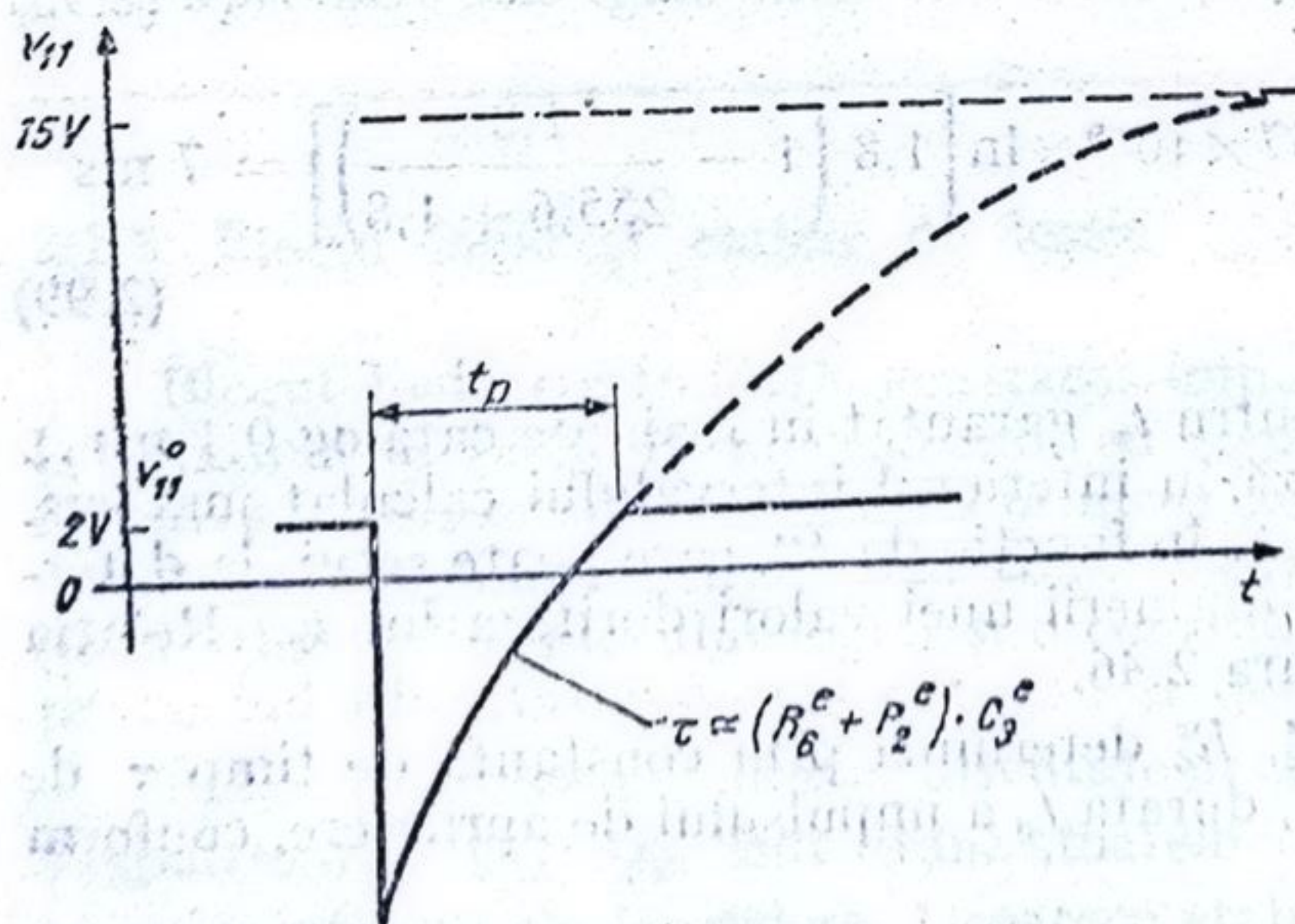


Fig. 2.45. Forma de undă la terminalul 11.

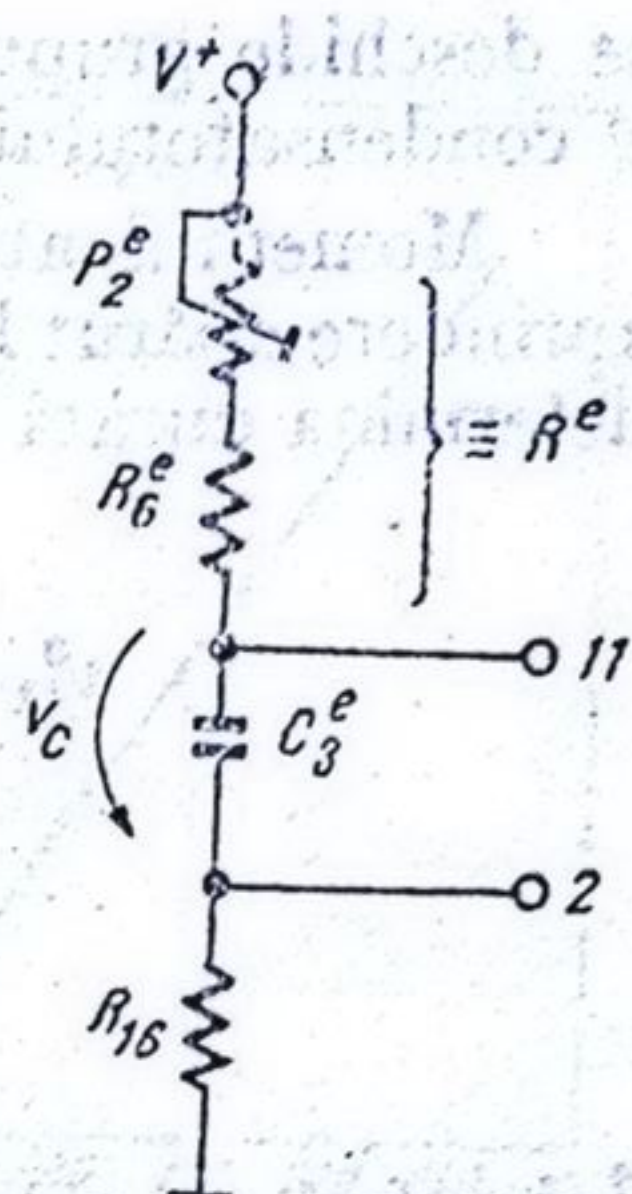


Fig. 2.44. Schema electrică de descărcare a condensatorului C_3^e .

se deschide grupul D_{14} , Q_{16} , Q_{17} (vezi figura 2.41) și schema de descărcare a condensatorului din figura 2.44 nu mai este valabilă.

Momentul atingerii valorii v_{11}^0 este momentul terminării impulsului de aprindere apărut la momentul t_3 (vezi figura 2.43). Din (2.92) și (2.93) se poate determina durata t_p a impulsului de aprindere (vezi figura 2.45):

$$v_{11}^0 = V^+ + \frac{R^e}{R^e + R_{16}} (V_{\text{inițial}} - V^+) \exp(-t_p/\tau), \quad (2.94)$$

$$t_p = \tau \ln \left[\frac{V^+ - V_{\text{inițial}}}{V^+ - v_{11}^0} \cdot \frac{R^e}{R^e + R_{16}} \right]. \quad (2.95)$$

Înlocuind cu valorile cunoscute rezultă:

$$t_p = \tau \ln \left(\frac{15 + 9}{15 - 2} \frac{R^e}{R^e + R_{16}} \right) = \tau \ln \left(1,8 \frac{R^e}{R^e + R_{16}} \right). \quad (2.96)$$

Cu valorile recomandate în schema tipică de aplicație (vezi figura 2.52)

$$C_3^e = 47 \text{ nF}$$

$$R_6^e = 5,6 \text{ k}\Omega \quad (2.97)$$

$$P_2^e = 250 \text{ k}\Omega$$

se găsește că:

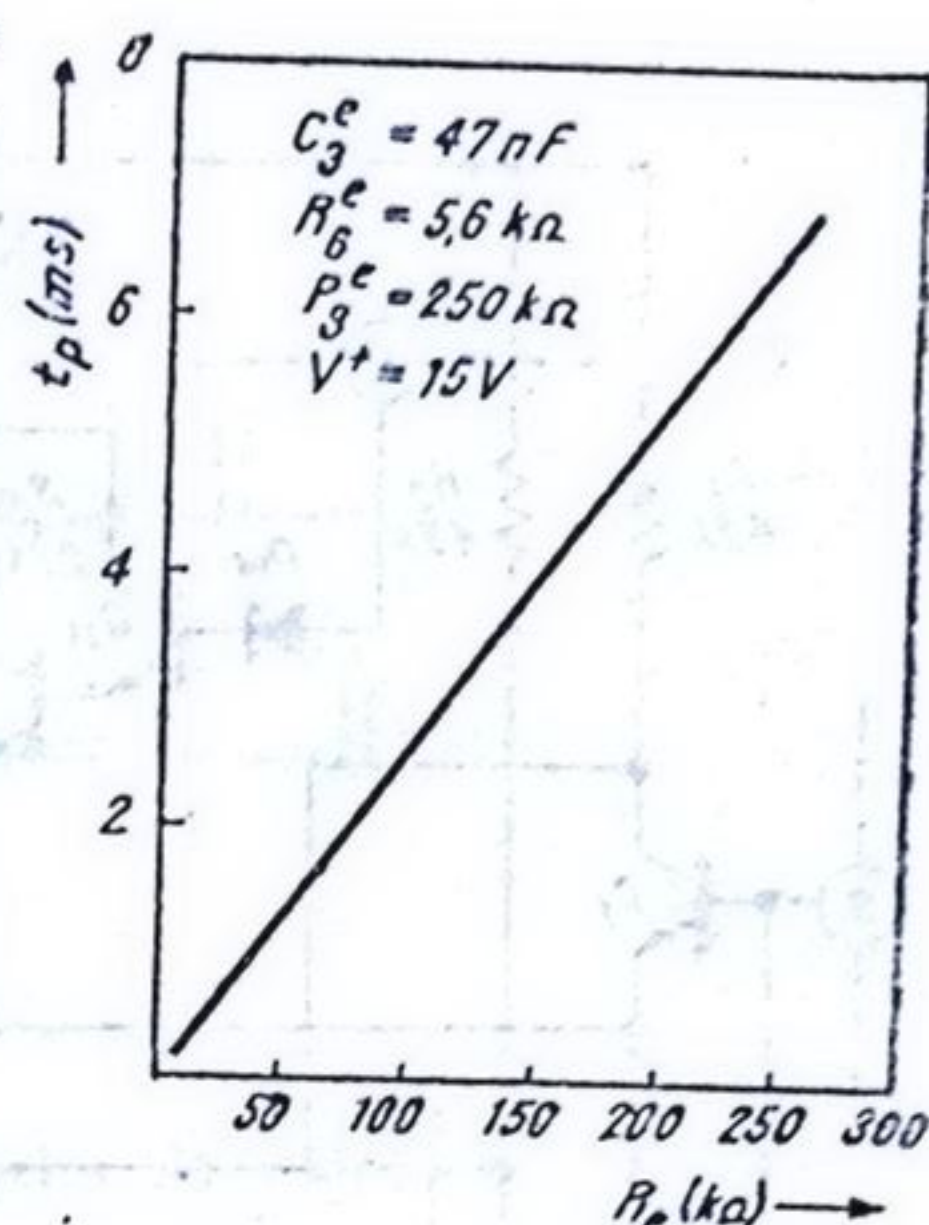
$$t_{p\min} = (5,6 + 1,8) \times 10^3 \times 47 \times 10^{-9} \times \ln \left[1,8 \left(1 - \frac{1,8}{5,6 + 1,8} \right) \right] = 0,086 \text{ ms} \quad (2.98)$$

$$t_{p\max} = (255,6 + 1,8) \times 10^3 \times 47 \times 10^{-9} \times \ln \left[1,8 \left(1 - \frac{1,8}{255,6 + 1,8} \right) \right] = 7 \text{ ms} \quad (2.99)$$

Se observă că intervalul pentru t_p garantat în foaia de catalog 0,1 ms ... 4 ms (vezi § 2.3.1) se plasează în interiorul intervalului calculat mai sus. Se poate acum trasa graficul lui t_p în funcție de R^e , care poate servi la determinarea valorii lui R^e necesară obținerii unei valori dorite a lui t_p . Relația 2.97 conduce la graficul din figura 2.46.

În concluzie, grupul C_3^e , P_2^e , R_6^e determină prin constanta de timp τ de descărcare a condensatorului C_3^e , durata t_p a impulsului de aprindere, conform figurii 2.46.

Fig. 2.46. Dependența t_p (R_e) pentru valorile recomandate în schema tipică de aplicație din figura 2.52.



În legătură cu efectul componentelor P_2^e , R_6^e și C_3^e asupra fiabilității și funcționării circuitului, remarcăm următoarele:

- scurtcircuitarea sau întreruperea condensatorului C_3^e anulează funcționarea circuitului fără a-l deteriora; defectul se manifestă prin lipsa impulsului de aprindere;

- scurtcircuitarea grupului P_2^e , R_6^e defectează catastrofal circuitul prin aplicarea tensiunii V^+ pe grupul de componente D_{14} , Q_{16} , Q_{17} ceea ce determină străpungerea lor;

- întreruperea grupului P_2^e , R_6^e conduce la o valoare infinită pentru τ și deci efectul se manifestă prin existența impulsului de aprindere din momentul t_3 și pînă în momentul trecerii prin zero a tensiunii de sincronizare (în acest caz, rezultă $t_p [\text{ms}] = \varphi - \frac{10 \text{ ms}}{180^\circ}$) — durata impulsului de aprindere este egală chiar cu durata de conducție a tiristorului);

2.2.5. Blocul logic și etajele de ieșire

Blocul logic controlează generarea impulsurilor de aprindere alternativ la terminalele 14 și 10 sincronizate cu semialternanțele pozitive, respectiv negative. Acest lucru se realizează printr-o comandă dublă a etajelor de ieșire: o comandă (comună pentru cele două ieșiri) efectuată de etajul monostabil (prin intermediul blocului logic) și o comandă (separată pentru fiecare ieșire) provenind din etajul de sincronizare și detecție (vezi figura 2.8).

Schema electrică a etajelor discutate în continuare este dată în figura 2.47. Tranzistoarele Q_{19} , Q_{20} sînt tranzistoarele de ieșire, în colectoarele cărora apar impulsurile de aprindere. Deoarece etajele de ieșire sînt de tip „colector

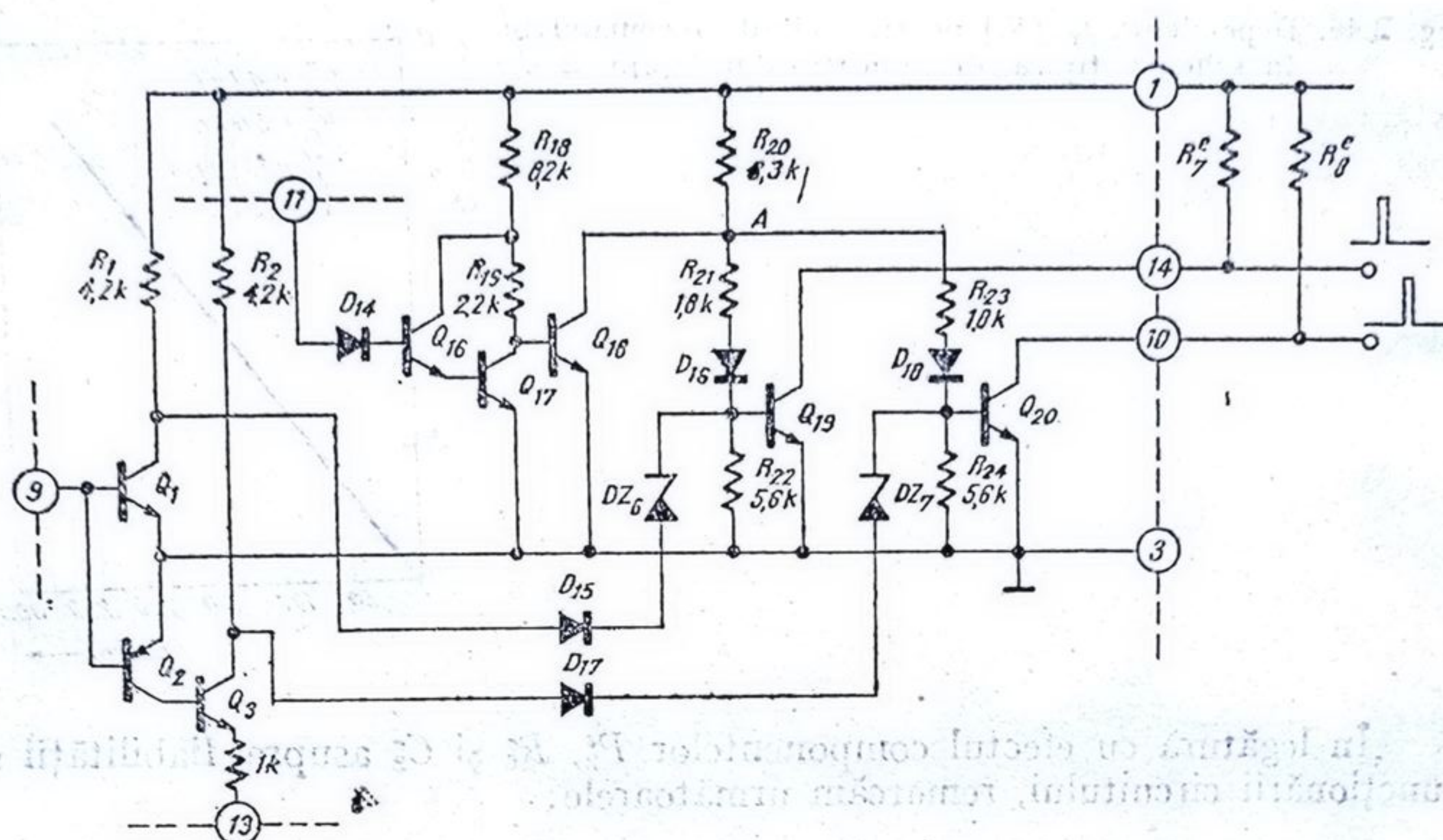


Fig. 2.47. Schema electrică a blocului logic și a etajelor de ieșire.

în gol", pentru obținerea impulsurilor de aprindere este necesară conectarea către V^+ a rezistenței R_7^e în terminalul 14 și a rezistenței R_8^e în terminalul 10.

Impulsurile la ieșire (terminalul 14 sau 10) vor apărea numai atunci când Q_{19} sau Q_{20} vor fi blocate. Altfel, terminalele 14 și 10 sînt la potențial scăzut (V_{CEsat}).

Blocarea tranzistoarelor Q_{19} , Q_{20} , la momentul potrivit (care corespunde apariției impulsului de aprindere) și menținerea lor în stare blocată un timp t_p (care corespunde duratei impulsului de aprindere) este controlată de blocul logic constituit din D_{14} , Q_{16} , Q_{17} , Q_{18} . Distribuția impulsurilor pe ieșirea 14 în cazul semialternanței pozitive și pe ieșirea 10 în cazul semialternanței negative este controlată de blocul de sincronizare (vezi § 2.2.2) reprezentat în figura 2.47 de Q_1 , Q_2 , Q_3 . Se observă că în timpul semialternanței pozitive pe terminalul 9, Q_2 este blocat astfel încît prin R_2 , D_{17} , DZ_7 se injectează permanent curent în baza lui Q_{20} (saturîndu-l) ceea ce face ca la terminalul 10 să nu poată apărea impuls de aprindere. Exact în același mod se împiedică generarea de impuls pe terminalul 14 în timpul semialternanței negative. De fapt diodele D_{15} , D_{17} pot fi privite ca niște porți de validare a impulsurilor de aprindere a căror durată și moment de apariție sînt controlate de terminalul 11 conform celor prezentate în § 2.2.4. Se observă ușor modul în care se realizează aceasta: apariția unui impuls negativ pe terminalul 11 blochează Q_{16} , Q_{17} , saturînd prin intermediul lui R_{19} tranzistorul Q_{18} care pune la masă nodul A (vezi figura 2.47). Dintre tranzistoarele Q_{19} , Q_{20} se va bloca acela care nu va primi curent în bază nici pe calea D_{15} , D_{17} (din etajul de sincronizare).

În figura 2.48 este prezentată schematic, prin intermediul unor comutatoare controlate, funcționarea etajului prezentat. Comutatorul K_1 , comandat de

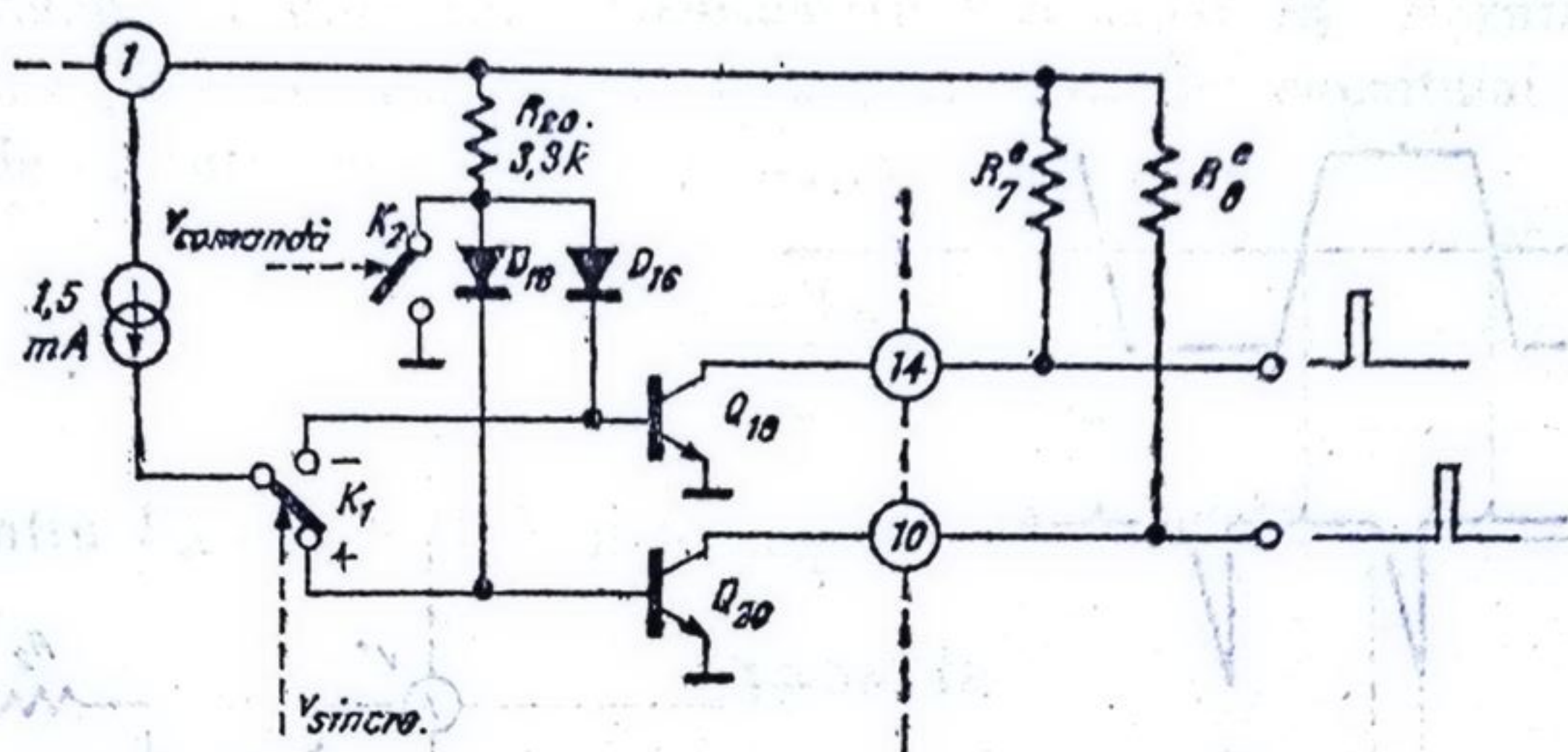


Fig. 2.48. Schema logică de funcționare a etajelor de ieșire.

$V_{sincronizare}$ semnifică etajul de sincronizare care comută succesiv sursa de curent de 1,5 mA când pe baza lui Q_{19} (pe durata semialternanței negative) când pe baza lui Q_{20} (pe durata semialternanței pozitive). Comutatorul K_2 este închis de $V_{comandă}$ în momentul t_3 (vezi figura 2.43) în care trebuie să apară impulsul de aprindere și rămâne închis un timp egal cu t_p (vezi figura 2.43).

Deci putem sintetiza ceea ce înseamnă o funcționare corectă:

K_2	K_1	
	poziția +	poziția -
acționat	- impuls pozitiv pe terminalul 14	- impuls pozitiv pe terminalul 10
	- lipsă impuls pe terminalul 10	- lipsă impuls pe terminalul 14
neacționat	- lipsă impulsuri	- lipsă impulsuri

Formele de undă la ieșirile 14 și 10 ale circuitului integrat $\beta AA145$ sînt prezentate în figura 2.49. În ceea ce privește dimensionarea rezistențelor R_7^e și R_8^e trebuie să se țină seama de faptul că ele asigură curentul de aprindere i_{GT} (vezi figura 2.50) al tiristorului Th_1^e .

În perioadele de timp în care nu se generează impuls, tranzistorul Q_{19} este saturat și preia curentul din R_7^e . Pentru protecție la străpungerea termică a tranzistorului Q_{19} este de dorit un curent i_{19} cît mai mic (valoarea limită absolută este de 50 mA). Pentru o comandă fermă a aprinderii tiristorului Th_1^e este de dorit un curent i_{GT} cît mai mare (minim 25 mA pentru un tiristor de 1 A).

Acestea sînt condiții contradictorii deoarece prima dintre ele implică o valoare mare pentru R_7^e iar a doua, o valoare mică pentru R_7^e . Chiar dacă există o valoare a lui R_7^e care satisface ambele condiții de mai sus, apare o altă problemă, legată de caracteristica de saturație a tranzistorului Q_{19} .

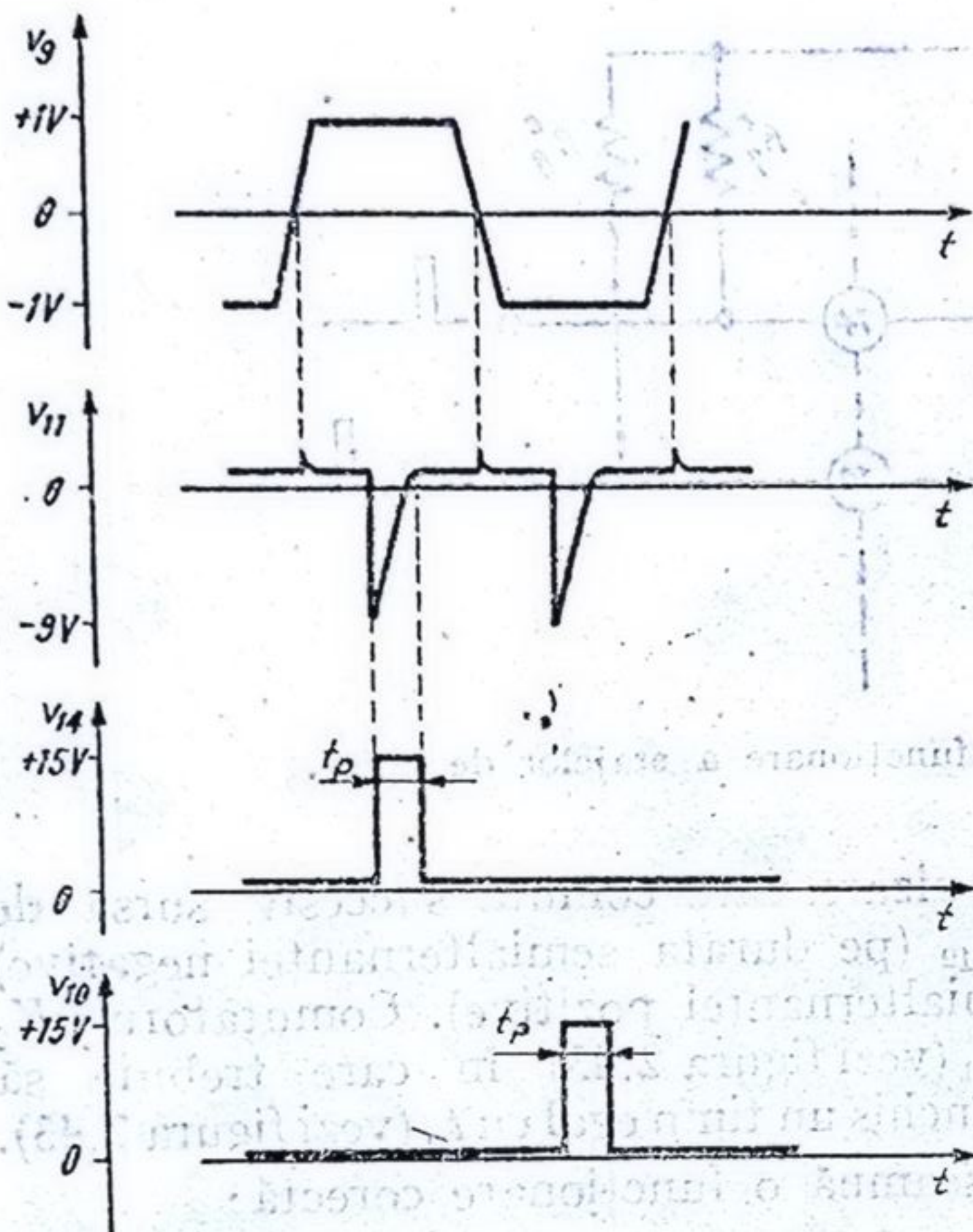


Fig. 2.49. Formele de undă caracteristice etapelor de ieșire.

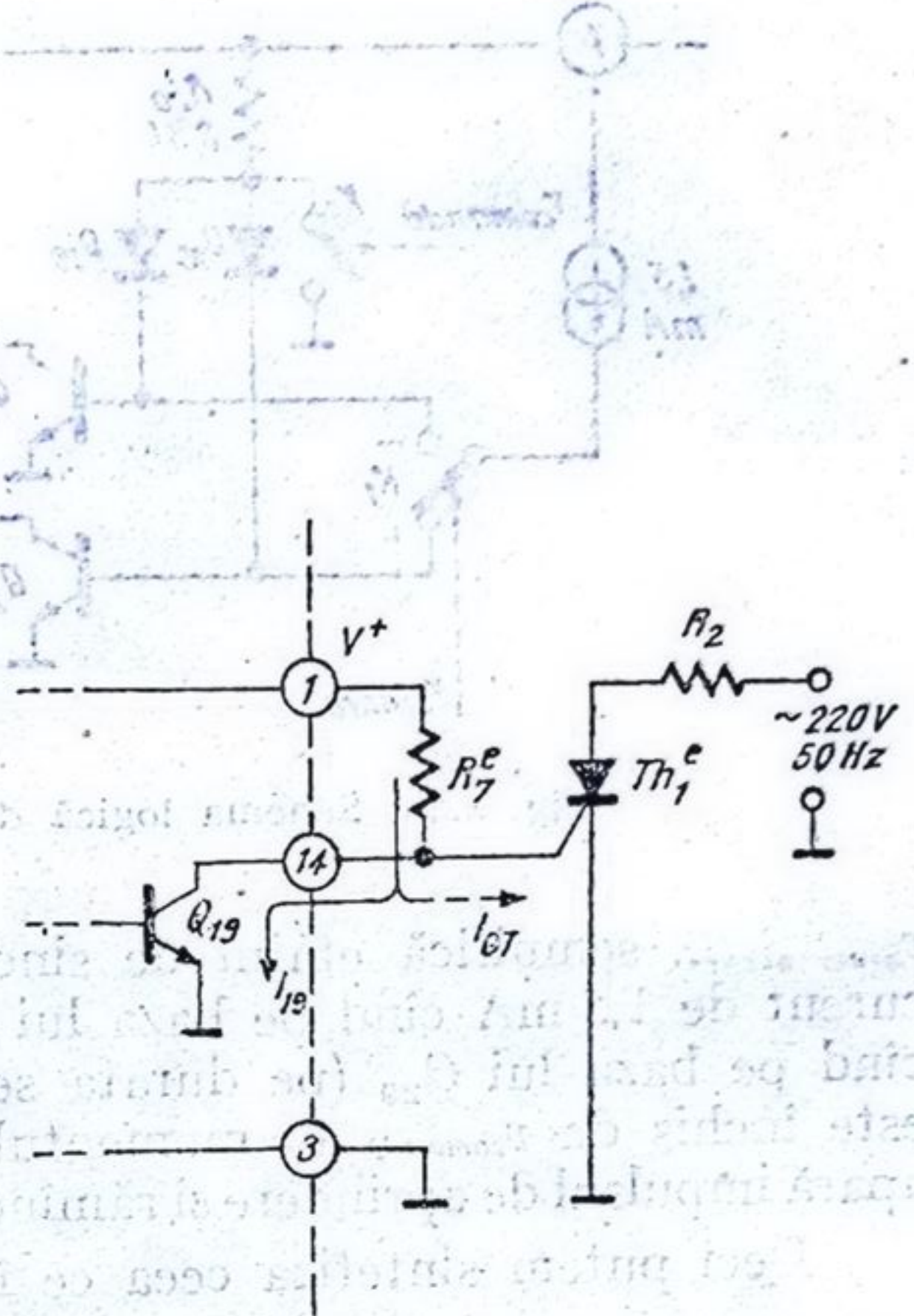


Fig. 2.50. Comanda directă a unui tiristor (nu se recomandă, vezi text)

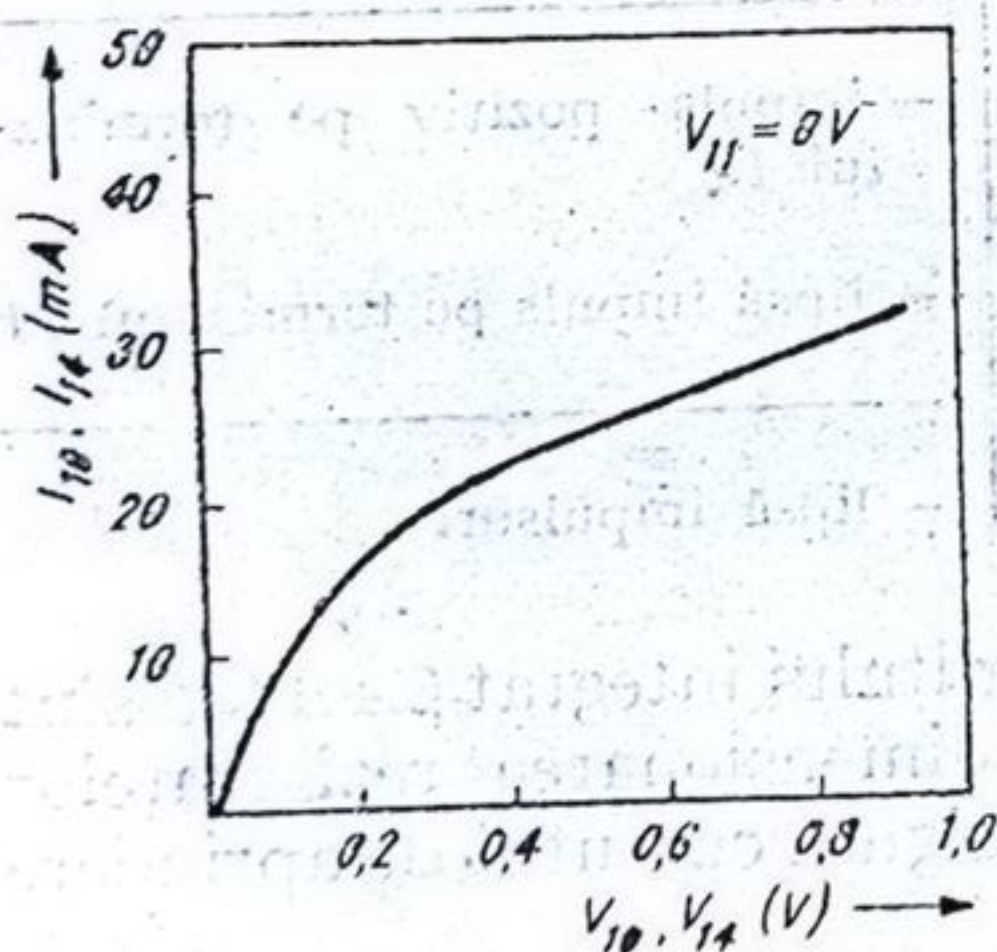


Fig. 2.51. Caracteristica de saturație a tranzistoarelor de ieșire.

(vezi figura 2.51). Se observă că la un curent de saturație de 25 mA corespunde o tensiune de saturație de 0,6 V. Aceasta este tensiunea care se aplică pe poarta tiristorului în perioada de timp în care acesta trebuie să fie blocat, dar blocarea tiristorului la această tensiune nu se poate garanta (parametrul de catalog ce caracterizează tiristorul din acest punct de vedere este V_{GNT} și valoarea lui maximă pentru majoritatea tipurilor de tiristoare-triace este 0,2 ... 0,3 V). Din aceste motive *nu se recomandă comanda directă prezentată în figura 2.50.*

Revenind la problema dimensionării rezistenței R_7 , singura condiție ce trebuie pusă din punctul de vedere al protecției circuitului este aceea legată de curentul maxim admis $i_{19\max}$:

$$R_7 \geq \frac{V_{\max}^+ - V_{\text{sat}19}}{i_{19\max}} \geq \frac{V_{\max}^+}{i_{19\max}}.$$

Pentru $V_{\max}^+ = +15 \text{ V}$ și $i_{19\max} = 50 \text{ mA}$, rezultă:

$$R_7 \geq 360 \Omega. \quad (2.100)$$

Analog, rezultă condiția și pentru ieșirea 10:

$$R_8 \geq 360 \Omega. \quad (2.101)$$

În ceea ce privește influența acestor rezistențe asupra funcționării și fiabilității circuitului, rezultă imediat următoarele observații:

• întreruperea uneia din rezistențele R_7 sau R_8 împiedică obținerea impulsurilor de aprindere pe o ieșire (deci pe o semialternanță) fără a defecta circuitul integrat;

• scurtcircuitarea uneia din rezistențele R_7 sau R_8 provoacă distrugerea termică a tranzistoarelor de ieșire Q_{19} sau Q_{20} (vezi figura 2.47) din circuitul integrat și în funcție de schema de aplicație folosită poate conduce la existența permanentă, pe toată durata unei semialternanțe, a impulsului de aprindere. Comanda puterii din sarcina din circuitul anodic este compromisă.

2.3. Parametri

2.3.1. Performanțele circuitului

Caracteristicile electrice ale circuitului $\beta 44$ 145 sînt sintetizate în Tabelul 2.1.

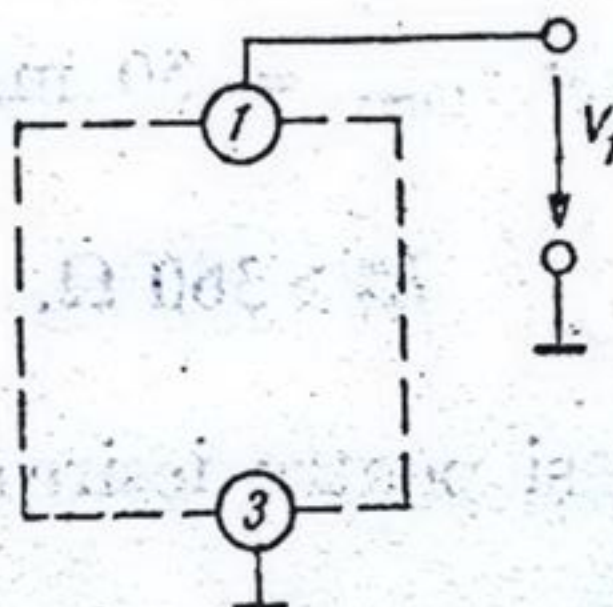
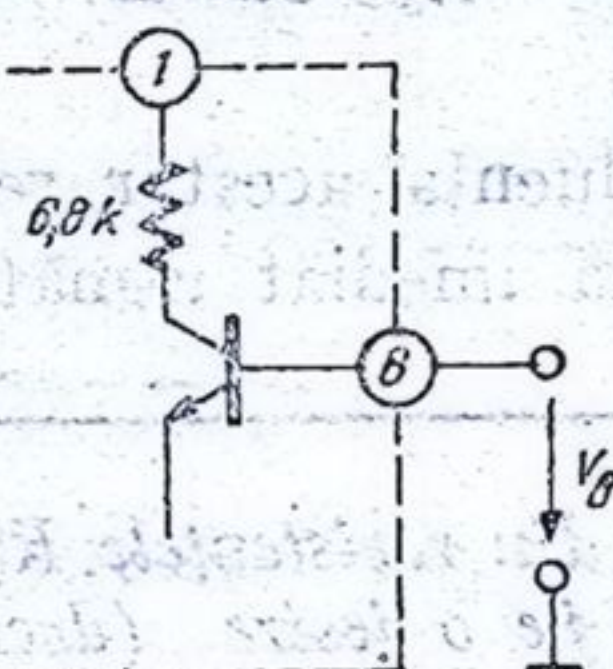
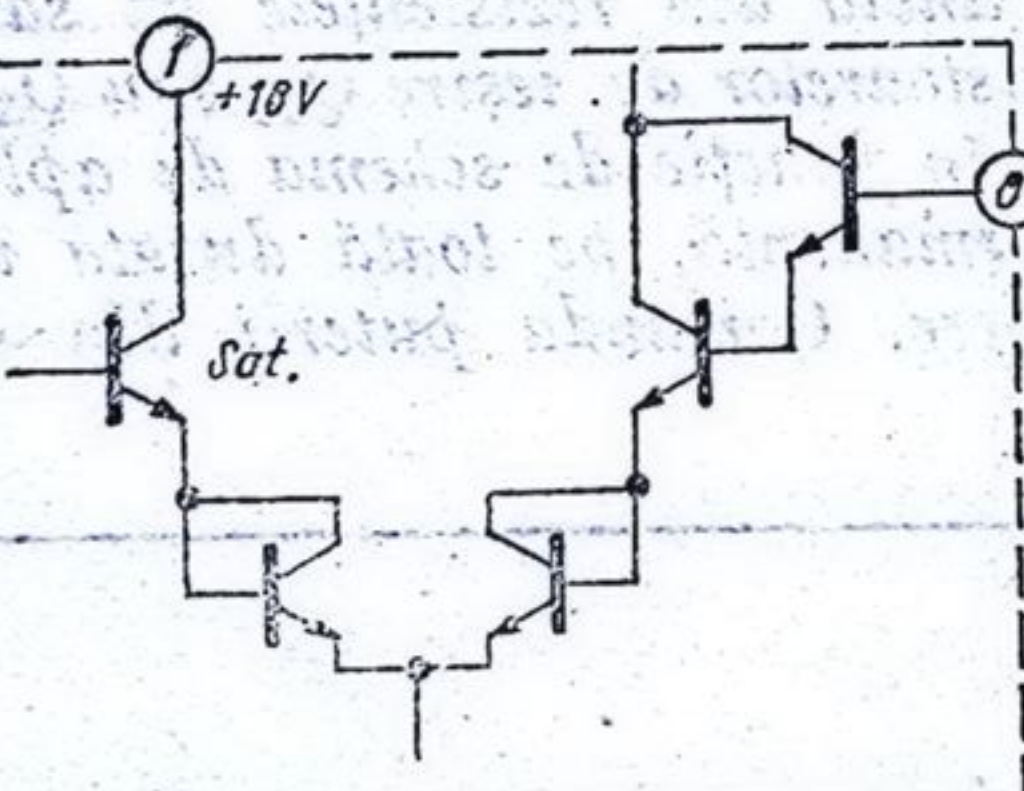
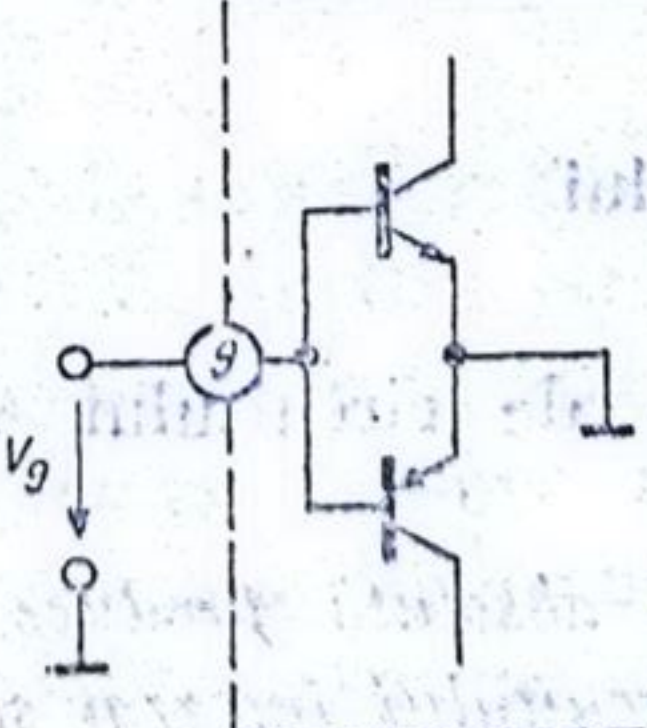
Depășirea valorilor limită absolută produce în mod obișnuit defectarea catastrofală, ireversibilă, a circuitului integrat sau în cel mai bun caz ieșirea sa din parametrii de catalog.

Tabelul 2.1

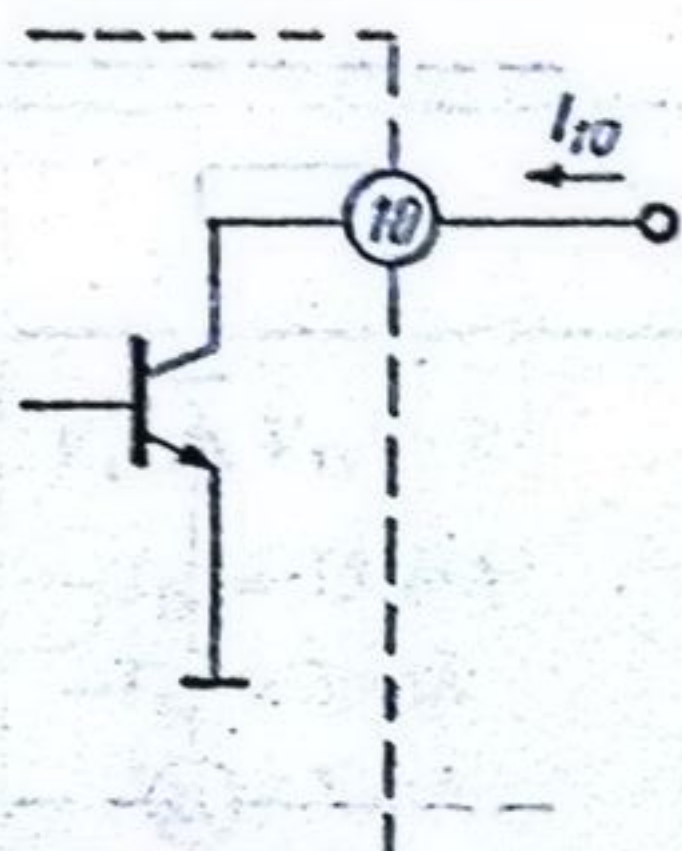
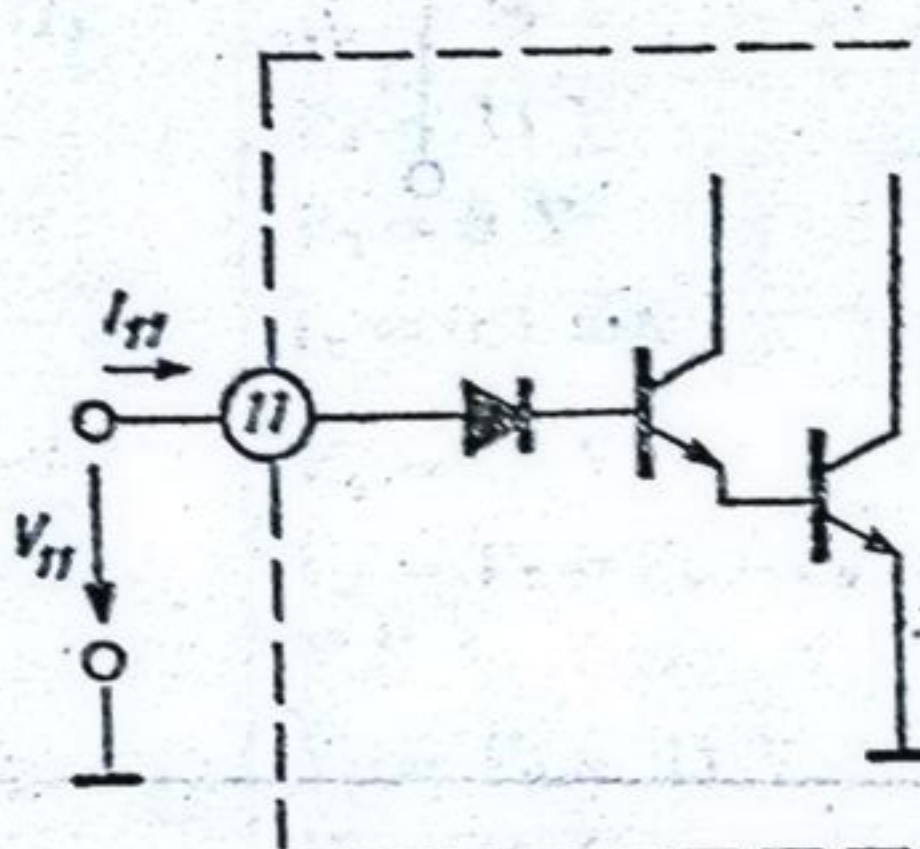
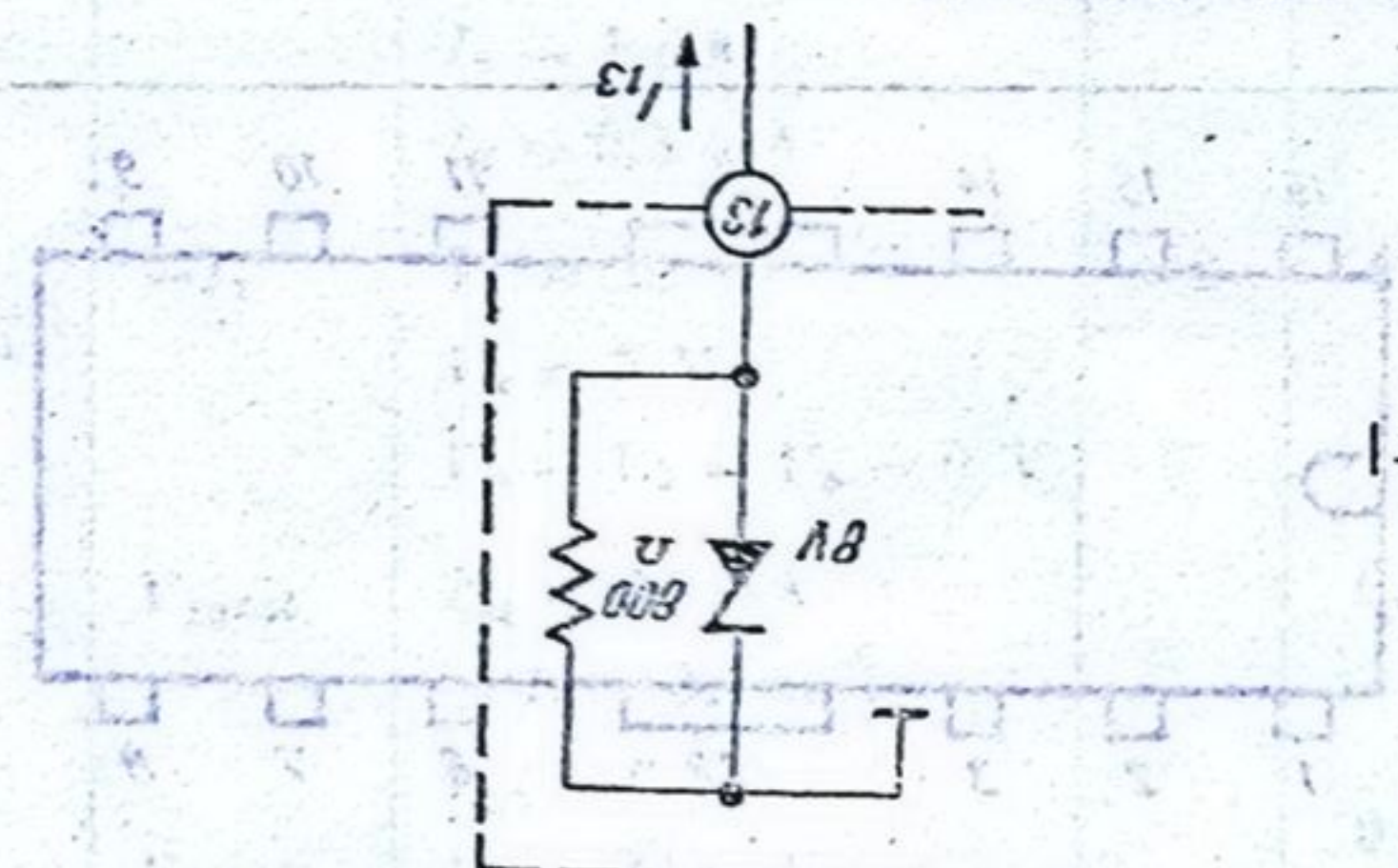
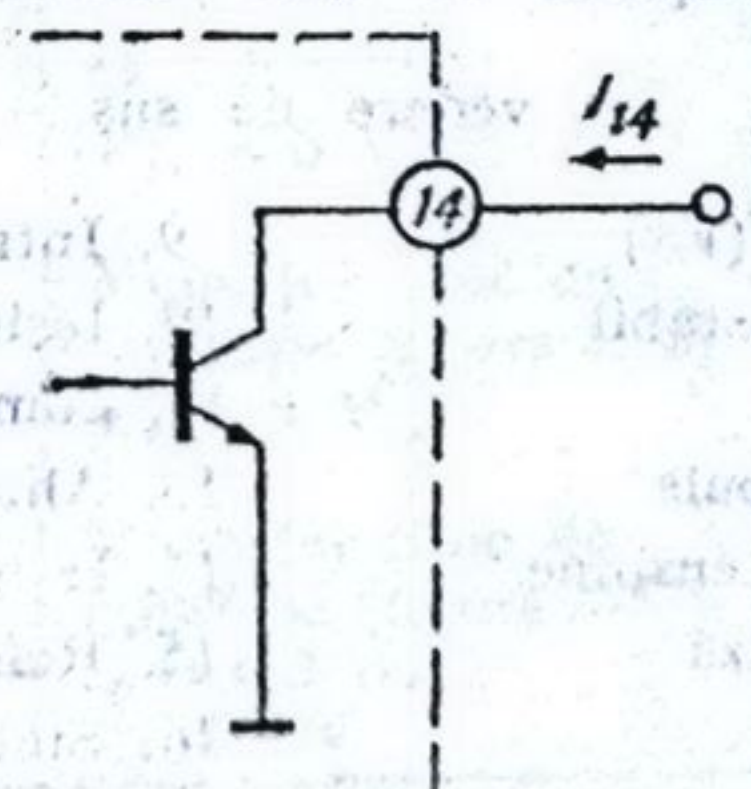
 β A4 145

Circuit pentru comanda în fază a tiristoarelor

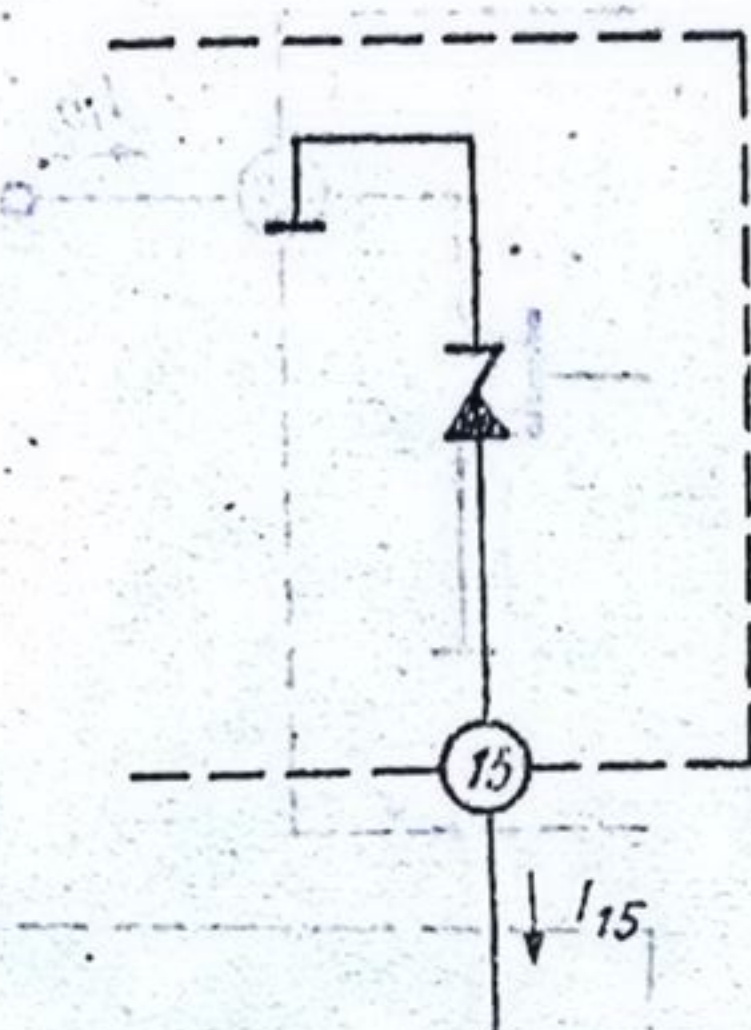
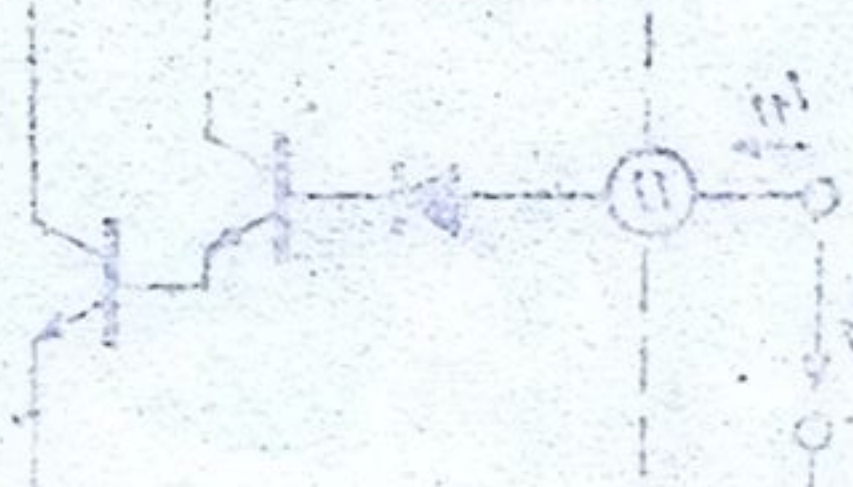
VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ (Tensiunile se consideră față de masă — terminalul 3)

Terminal	Configurația internă	Valori limită absolută
1		$V_{1\max} = 18 \text{ V}$
8		$V_{8\max} = V_1$
		$V_{8\min} = -5 \text{ V}$
9		$ I_0 _{\max} = 20 \text{ mA}$

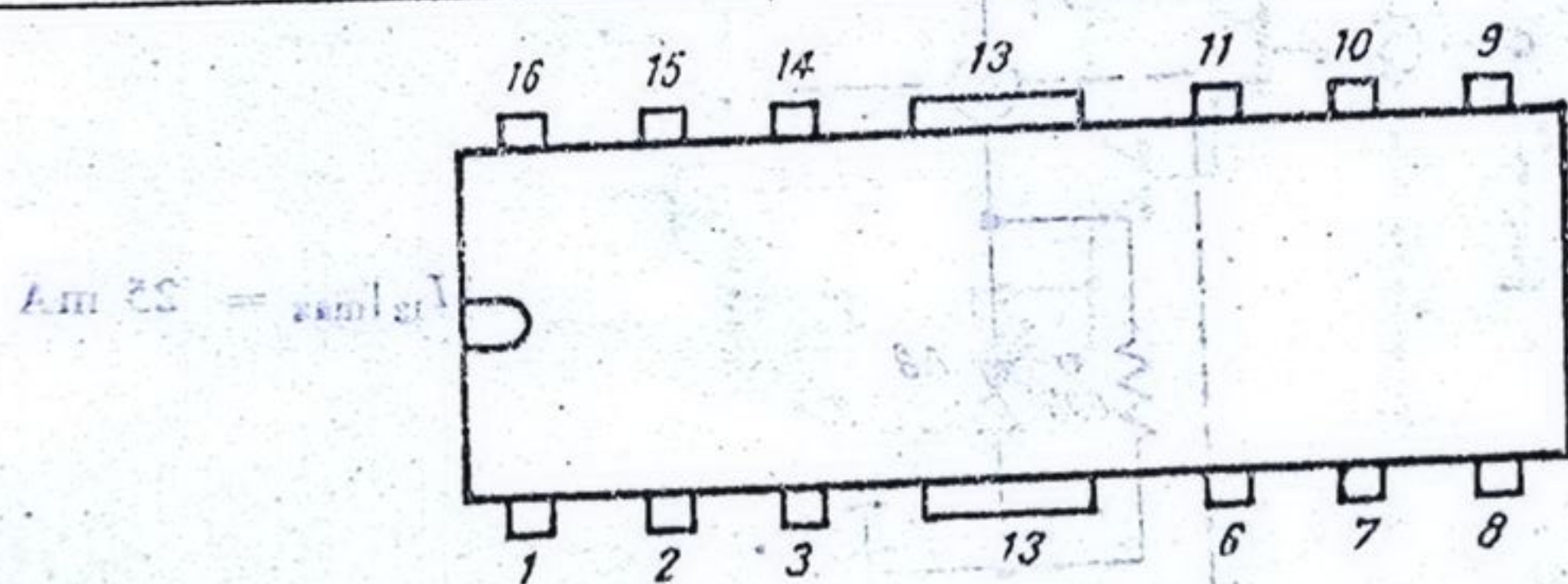
Tabelul 2.1 (continuare)
BAA 145

Terminal	Configurația internă	Valori limită absolută
10		$I_{10\max} = 100 \text{ mA}$
11		$I_{11\max} = 10 \text{ mA}$ $V_{11\max} = 3 \text{ V}$
13		$ I_{13} _{\max} = 25 \text{ mA}$
14		$I_{14\max} = 100 \text{ mA}$

Tabelul 2.1. (continuare)
 β AA 145

Terminal	Configurația internă	Valori limită absolută
15		$ I_{15} _{\max} = 5 \text{ mA}$ Putere disipată Temperatura de stocare Temperatura de funcționare Temperatura joncțiunii
		550 mW $-25^{\circ}\text{C} \dots +125^{\circ}\text{C}$ $-10^{\circ}\text{C} \dots +70^{\circ}\text{C}$ 125°C

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR



Capsula CB 145 (TABS A)

vedere de sus

- | | |
|-------------------------|----------------------------|
| 1. Alimentare (V^+) | 9. Intrare de sincronizare |
| 2. Ieșire monostabil | 10. Ieșire |
| 3. Masă | 11. Comandă durată |
| 6. Blocare impuls | 13. Alimentare (I^-) |
| 7. Rampă de tensiune | 14. Ieșire |
| 8. Comandă fază | 15. Referință de tensiune |
| | 16. Sincronizare paralel |

Tabelul 2.1 (continuare)

BAA 145

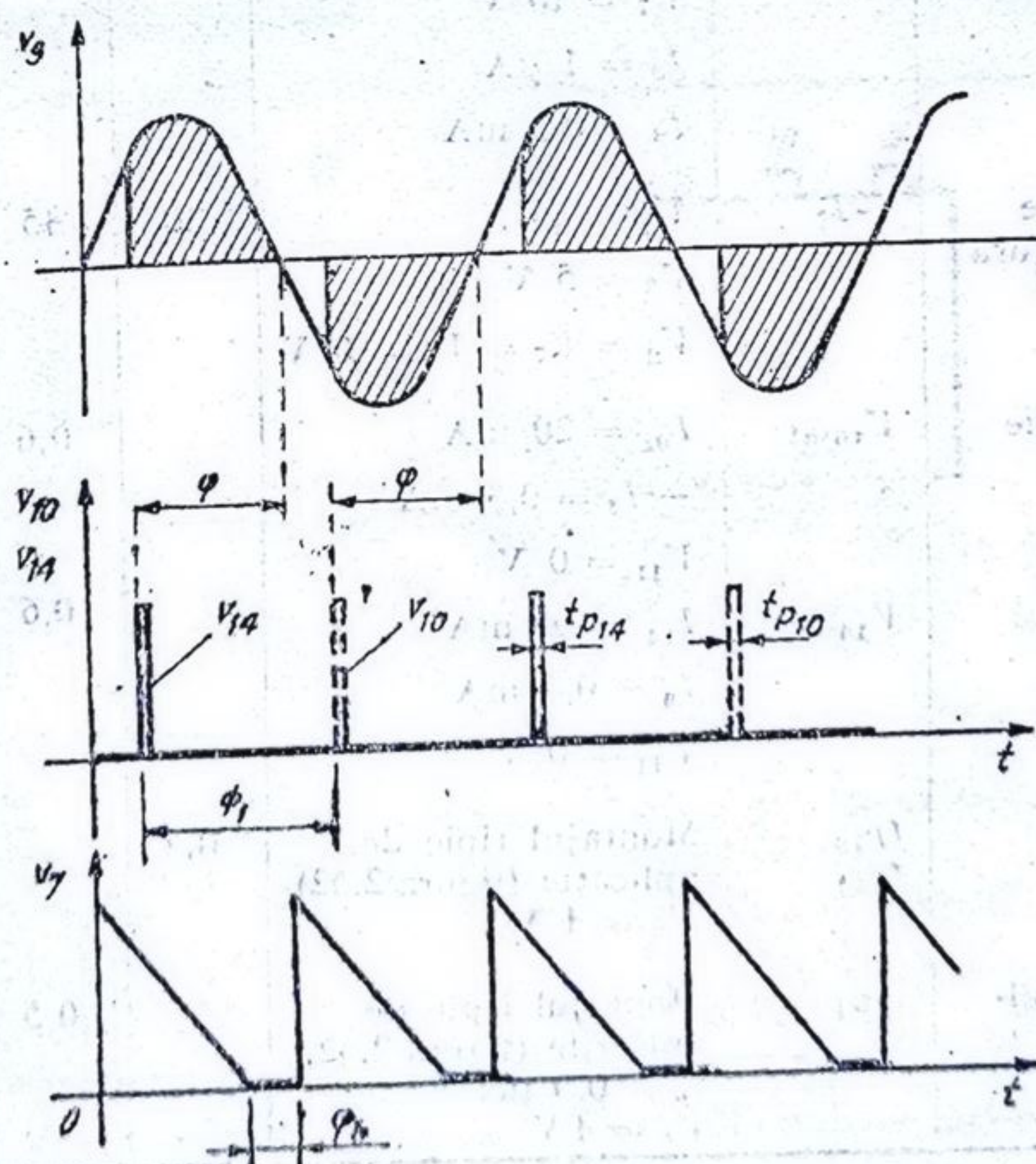
CARACTERISTICI ELECTRICE ($T_A = 25^\circ\text{C}$, punctul de referință — terminalul 3)

Parametrul	Simbol	Condiții	Min.	Tip.	Max.	Unități
Curentul de alimentare	I_1	$V_{10} = V_{14} = 0$	12	25	30	mA
Tensiuni de referință	$-V_{13}$	$-I_{13} = 15 \text{ mA}$	7	8	9	V
	$-V_{15}$	$-I_{15} = 3 \text{ mA}$	7	8	9	V
	V_{16}	$I_{16} = 3 \text{ mA}$	7	8	9	V
Curentul de comandă a fazei	I_8	$V_1 = 16 \text{ V}$ $V_8 = 13 \text{ V}$ $V_7 = 0 \text{ V}$ $I_9 = 0,3 \text{ mA}$		0,01	1	μA
Curentul de încărcare pentru C_3^e (vezi figura 2.52)	$-I_2$	$V_1 = 13 \text{ V}$ $V_2 = V_7 = V_8 = V_9 = 0 \text{ V}$	10	17	40	mA
Curentul de descărcare pentru C_3^e (vezi figura 2.52)	I_2	$V_1 = V_2 = 13 \text{ V}$ $V_7 = 10 \text{ V}$ $I_8 = 1 \mu\text{A}$ $I_9 = 0,3 \text{ mA}$		5		mA
Curentul de încărcare pentru C_2^e (vezi figura 2.52)	$-I_7$	$V_1 = 13 \text{ V}$ $V_8 = 5 \text{ V}$ $V_2 = V_7 = V_9 = 0 \text{ V}$	20	45	60	mA
Tensiunea de saturație la ieșire	V_{10sat}	$I_{01} = 20 \text{ mA}$ $-I_9 = 0,3 \text{ mA}$ $V_{11} = 0 \text{ V}$		0,6	1	V
	V_{14sat}	$I_{14} = 20 \text{ mA}$ $I_9 = 0,3 \text{ mA}$ $V_{11} = 0 \text{ V}$		0,6	1	V
Durata impuls (Nota 1 și 2)	t_{P10} t_{P14}	Montajul tipic de aplicație (figura 2.52) $V_8 = 4 \text{ V}$	0,1		4	m
Asimetria dintre impulsuri (Nota 1 și 3)	$\Delta\varphi_I$	Montajul tipic de aplicație (figura 2.52) $t_p = 0,5 \text{ ms}$ $V_8 = 4 \text{ V}$		0,5	3	grade

Tabelul 2.1 (continuare)
 β AA 145

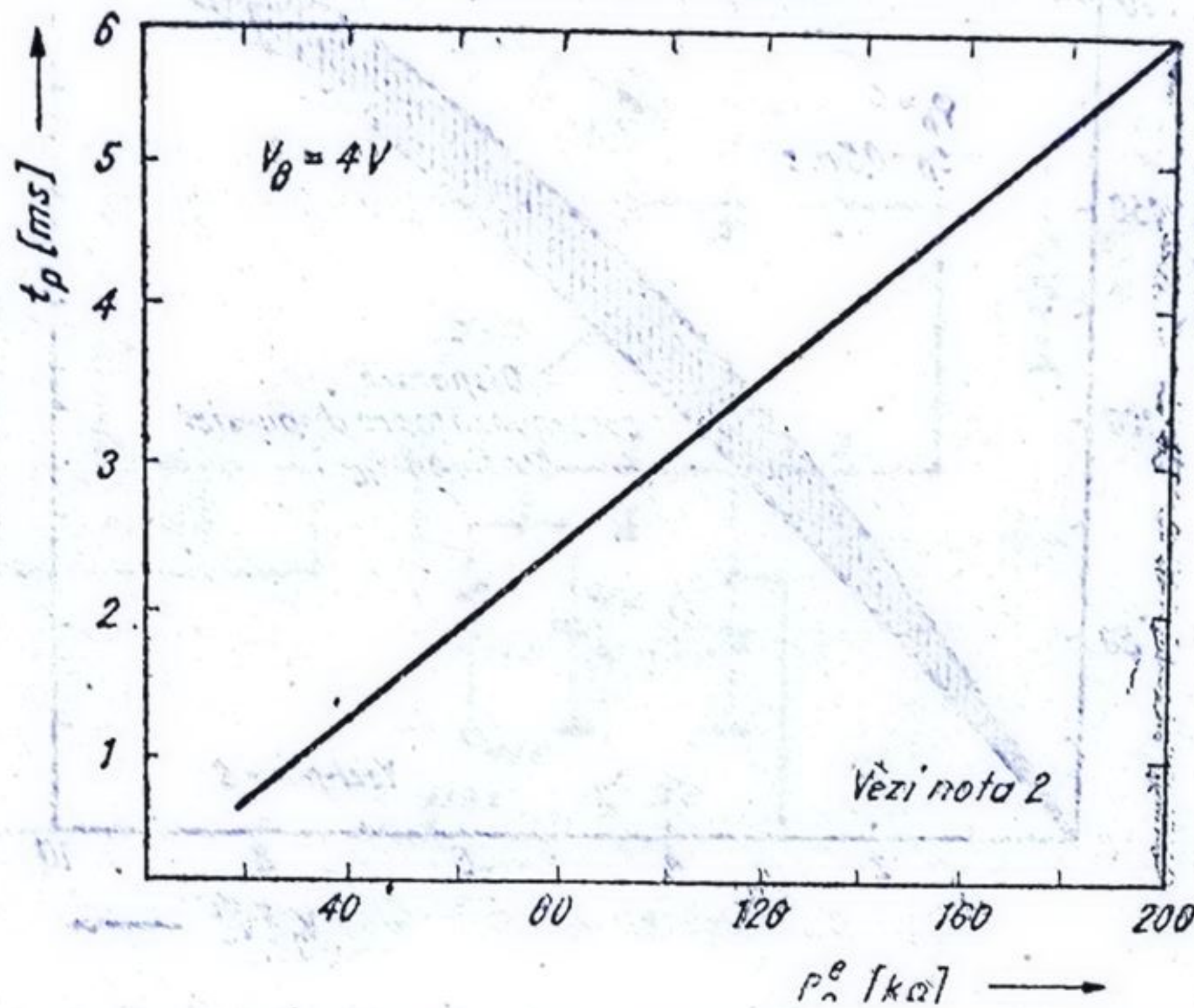
Parametrul	Simbol	Condiții	Min.	Tip.	Max.	Unități
Asimetria între două circuite (Nota 1 și 4)	$\Delta\varphi_{II}$	Montajul tipic de aplicație (figura 2.52) $t_p = 0,5 \text{ ms}$ $V_8 = 4 \text{ V}$ $V_{16} = 7,2 \text{ V}$		1,8	3	grade
Unghiul minim de conducție Nota (1 și 5)	φ_h	Montajul tipic de aplicație (figura 2.52) $t_p = 0,5 \text{ ms}$ $V_8 = 0,2 \text{ V}$	0		160	grade
Unghi de conducție (Nota 1 și 6)	φ	Montajul tipic de aplicație (figura 2.52) (figura 2.52) $t_p = 0,5 \text{ ms}$	φ_h		177	grade

Nota 1. Semnificațiile parametrilor dinamici ai circuitului rezultă din figura de mai jos.



Tabelul 2.1 (continuare)

Nota 2. Durata impulsului variază în funcție de valoarea potențiometrului P_2^e (vezi figura de mai jos).



Nota 3. Asimetria dintre impulsurile corespunzătoare celor două semialternanțe este definită de relația

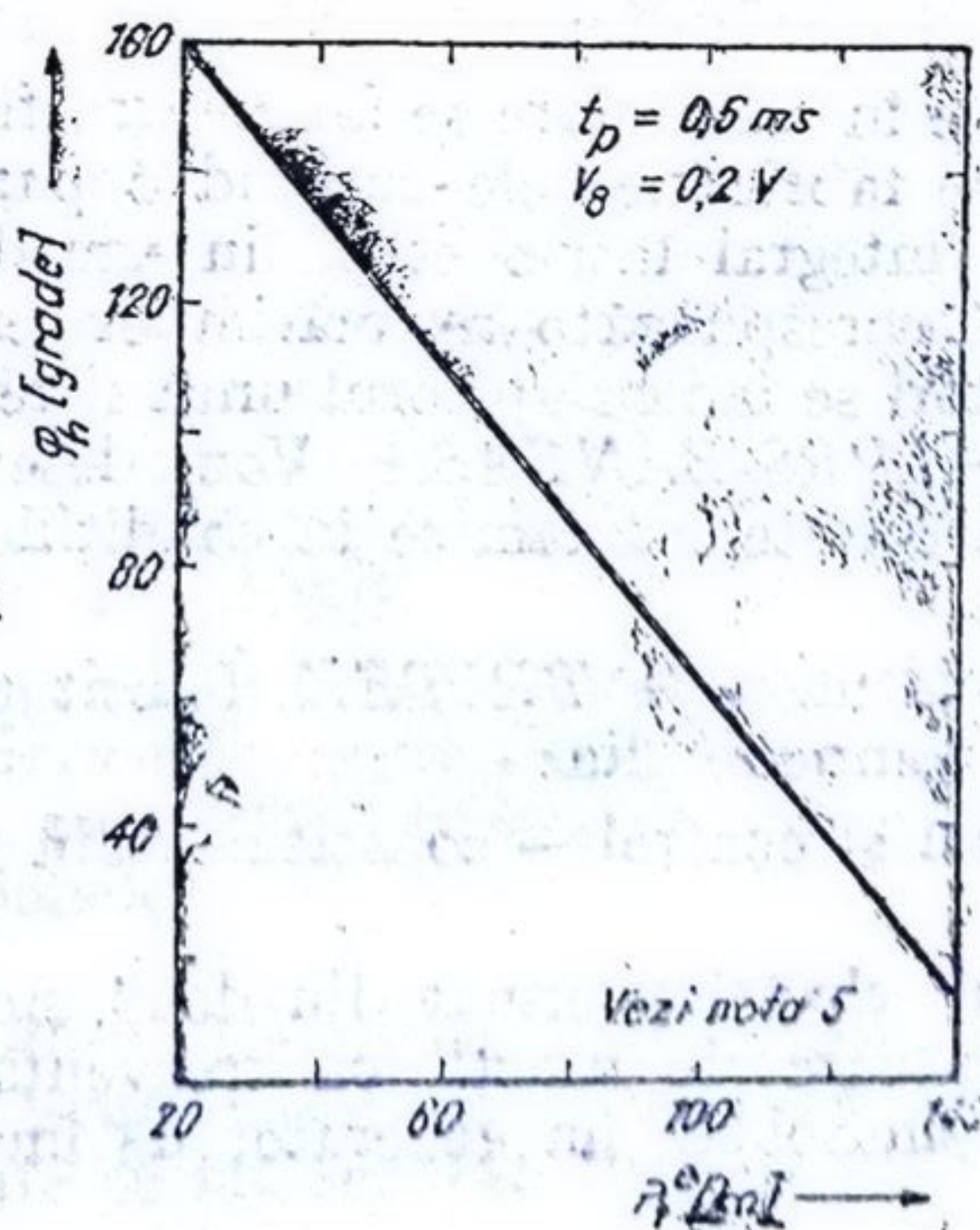
$$\Delta\varphi_I = 180^\circ - \Phi_I$$

unde Φ_I este definit în figura de la Nota 1.

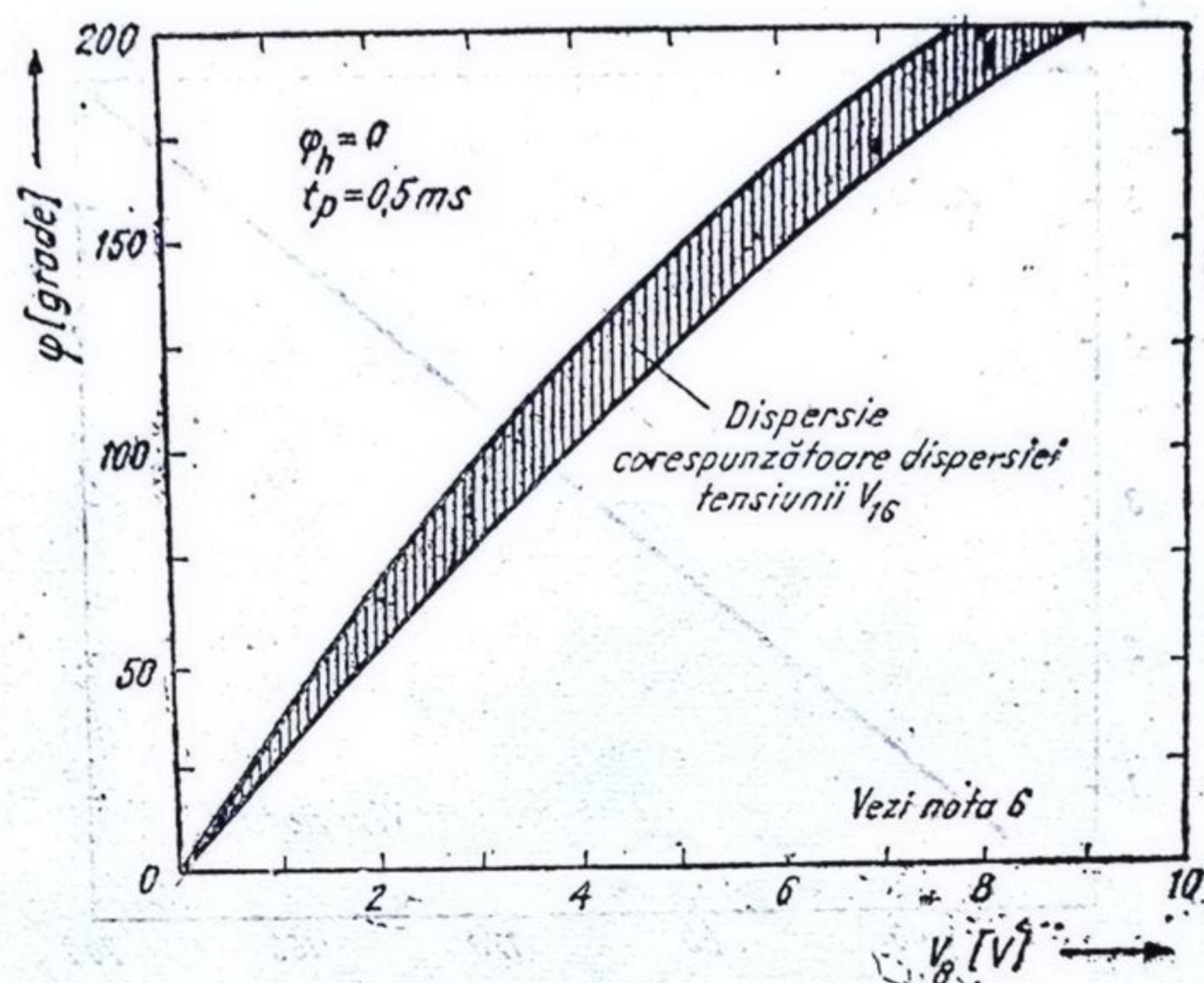
Nota 4. Dacă φ_1 este unghiul de conducție corespunzător circuitului 1 și φ_2 este unghiul de conducție corespunzător circuitului 2, atunci

$$\Delta\varphi_{II} = |\varphi_1 - \varphi_2|$$

Nota 5. Unghiul minim de conducție (vezi § 2.2.3) variază în funcție de valoarea potențiometrului P_1^e ca în figura de mai jos.



Nota 6. Unghiul de conducție variază în funcție de valoarea tensiunii pe terminalul 8 ca în figura de mai jos.



CARACTERISTICI TERMICE

Rezistență termică joncțiune-ambiant

$R_{th, j-a}$

100°C/W

2.3.2. Măsurători la fabricant

Măsurătorile descrise în continuare se fac pentru fiecare circuit în parte, la sfârșitul procesului de fabricație; ele cuprind o parte din testele statice (care au fost efectuate integral într-o etapă intermediară de fabricație) și toate testele dinamice corespunzătoare mărimilor electrice garantate de catalog. Aceste măsurători se fac cu ajutorul unui sistem automat de testare proiectat și realizat de *IPRS-BĂNEASA*. Vom descrie sistemul și măsurătorile care includ toate testele dinamice în condițiile schemei de aplicație tipică din figura 2.52.

Sistemul automat de măsură, *TRITEK*, folosit pentru măsurarea circuitului β AA145 se compune din:

— unitatea de calcul și control — constituită din calculatorul de birou Tektronix — 31;

— grupul de stimuli electrici format din două surse de tensiune programabile, două generatoare de funcții cu frecvență programabilă, două generatoare de semnal sinusoidal, un generator de impulsuri neprogramabil

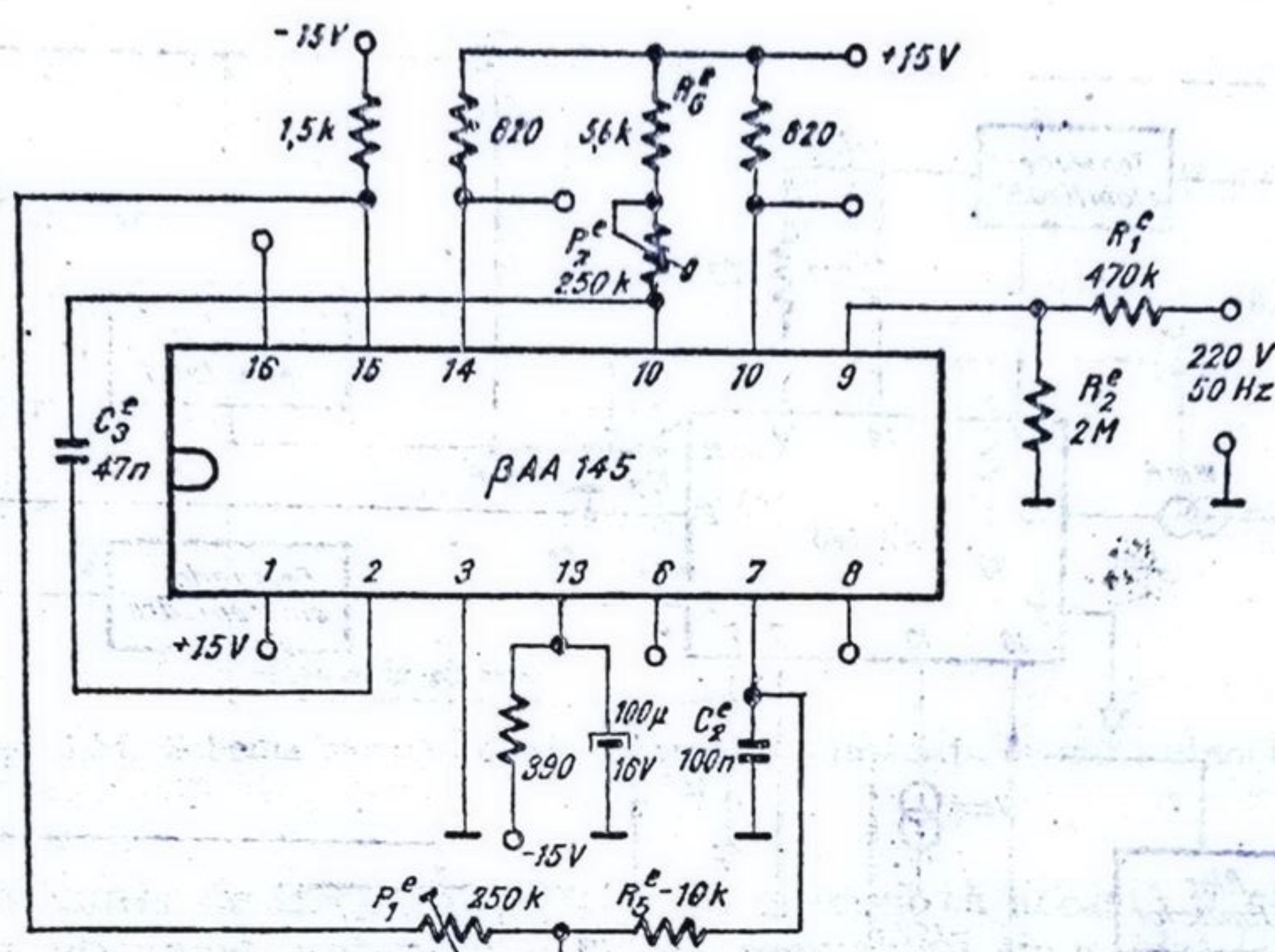


Fig. 2.52. Schema de aplicație tipică.

(cu frecvența și factorul de umplere reglabile manual), patru surse fixe de tensiune;

— grupul de măsură format din voltmetru digital, frecvențmetru digital, două comparatoare rapide, două detectoare de vîrf, un convertor a.c./d.c. calibrat în valori eficace în domeniul 1 kHz ... 100 MHz;

— grupul de comutare format din patru multiplexoare analogice cu câte 16 intrări și o ieșire;

— interfețele TEK 152, TEK 153 care permit dialogul dintre calculator, grupul de măsură și grupul de stimuli;

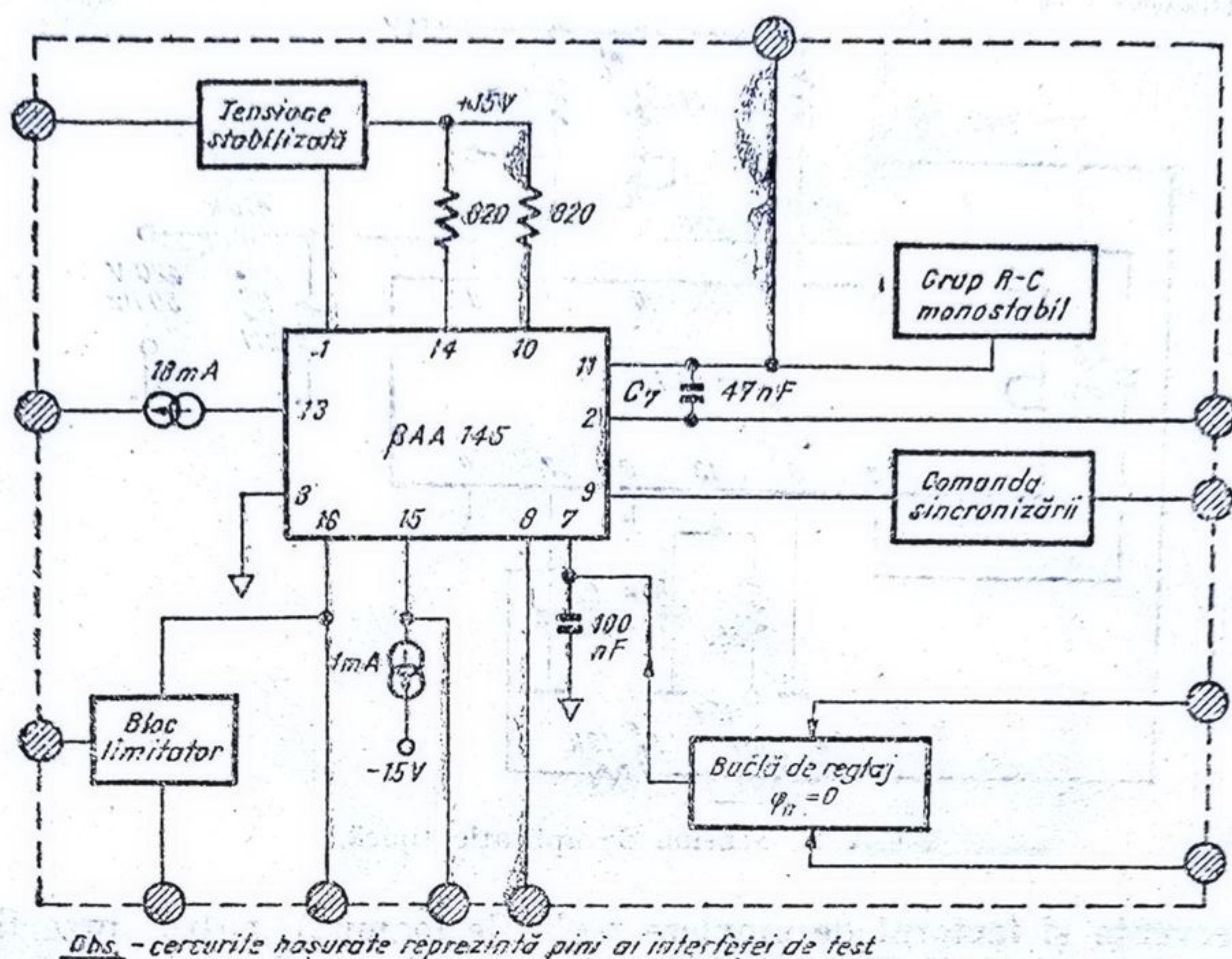
— interfața de test care asigură condițiile de funcționare ale circuitului testat.

Funcționarea sistemului TRITEK este descrisă în *Referința 1* în capitolele privitoare la circuitele TBA 950, TDA 440. De aceea, în continuare se va prezenta doar interfața de test, care este specifică testării circuitului βAA 145.

Sistemul automat permite efectuarea celor 12 teste electrice (cît cuprinde secvența de măsură) în 6 secunde, oferind tipărirea cu ajutorul unei imprimante termice a distribuției de defecte și clasarea circuitelor în diferite categorii din punctul de vedere al calității.

În figura 2.53 se prezintă schema bloc a interfeței de test care cuprinde mai multe blocuri funcționale legate fiecare de unul sau mai multe teste de măsură. Înainte de a prezenta secvența de măsură vom comenta pe scurt aceste blocuri funcționale.

Blocul de alimentare este un bloc de tensiune stabilizată de +15 V (800 mA) protejat la scurtcircuit. Reglarea valorii tensiunii stabilizate și a curentului de limitare se fac separat, limitele fiind complet independente.

Fig. 2.53. Schema bloc a interfeței de test β AA 145.

Grupul R—C — monostabil este constituit din mai multe rezistențe și un condensator ce simulează grupul P_2^e , C_3^e din schema de aplicație (figura 2.52) permițând obținerea valorilor maxime și minime ale duratei impulsului de aprindere furnizat de circuit. Rezistențele sînt selectate cu ajutorul unor comutatoare MOS care scurtcircuitează una sau mai multe rezistențe, atunci cînd e cazul, pentru a asigura valoarea potrivită a duratei impulsului de aprindere.

Comanda sincronizării este asigurată de un bloc ce are ca scop simularea condiției de sincronizare din schema de aplicație tipică (vezi figura 2.52). Deoarece în secvența automată de test *nu se putea utiliza rețeaua de curent alternativ* (din motive de securitate a operației și chiar a sistemului de testare) a fost necesar să se realizeze un bloc ce funcționează la o tensiune mai mică decît 220 V (în cazul nostru ± 15 V) și care creează condiții identice de funcționare pentru circuit cu cele din schema tipică de aplicație. În figura 2.54 este prezentată schema electrică a acestui bloc. Amplificatorul operațional βM 301 folosit în configurația inversoare asigură o amplificare constantă de 120 a semnalului sinusoidal de 50 Hz și amplitudine egală cu 1 V, produs de generatorul de funcții din blocul stimulilor electrici. Astfel, la intrarea circuitului β AA 145 (cu terminalul 9 în gol) apare un semnal sinusoidal puternic limitat la ± 15 V. Acest semnal ce poate fi asimilat cu un semnal trapezoidal va fi încă odată limitat la cel mult ± 1 V de intrarea de sincronizare a circuitului. Important pentru acest semnal nu este valoarea tensiunii

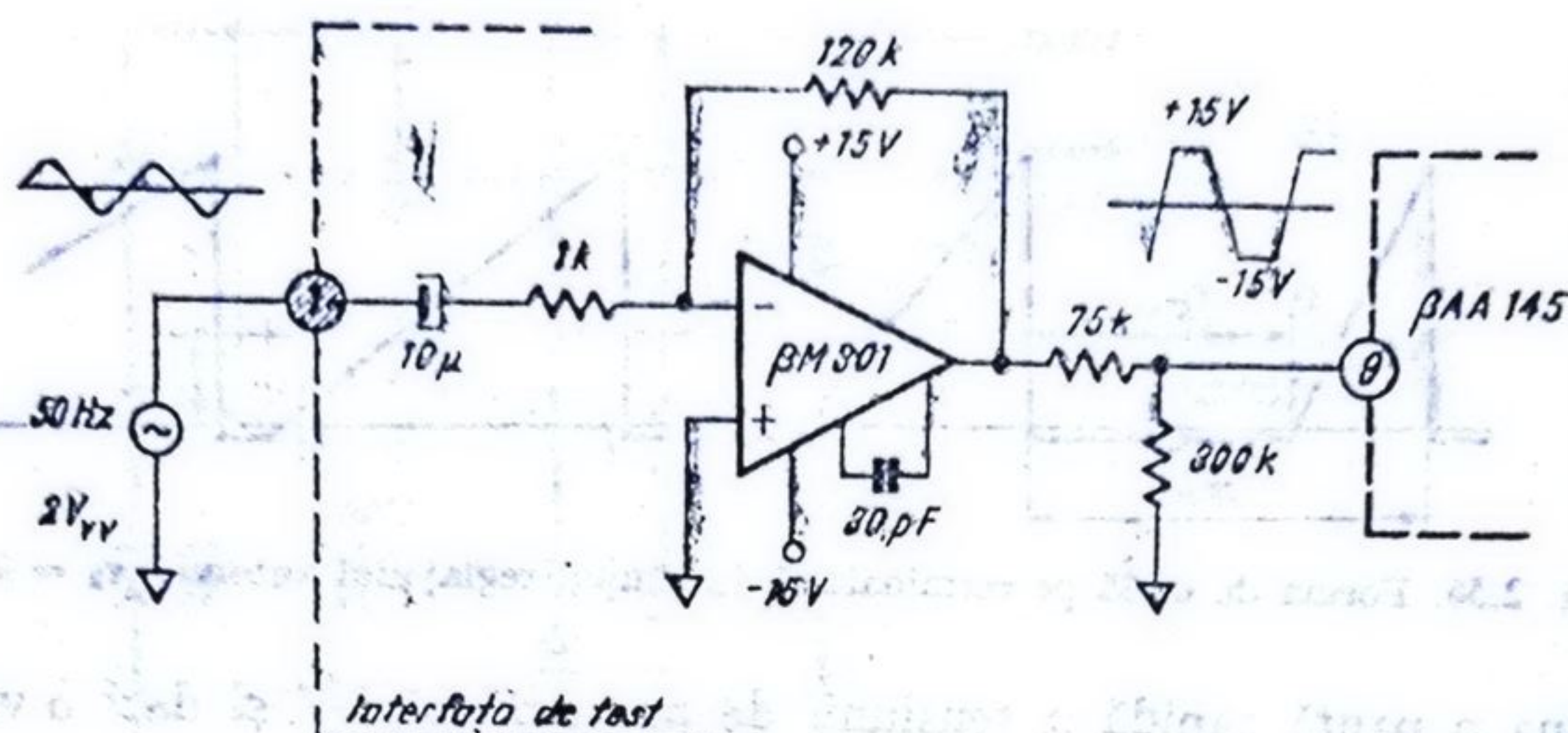


Fig. 2.54. Schema blocului de sincronizare din interfața de test a circuitului βAA 145.

Limitate ci panta de trecere prin zero. Se observă că această pantă se poate regla ușor prin modificarea amplitudinii semnalului sinusoidal la intrarea 1 a interfeței de test asigurându-se astfel condiții optime de măsură.

Buclo de reglaj $\varphi_h = 0$ are ca scop realizarea automată a condiției $\varphi = 0$ care în aplicații se face manual prin intermediul potențiometrului P_1 (vezi figura 2.52). Condiția $\varphi_h = 0$ este necesară pentru obținerea, indiferent de circuitul integrat (supus toleranțelor tehnologice de fabricație) a unui semnal rampă de tensiune pe terminalul 7 cu o aceeași formă de undă. Majoritatea parametrilor electrici sînt garantați numai în aceste condiții. Acest bloc funcționează astfel (vezi figura 2.55):

— la momentul $t = 0$ se extrage prin intermediul unui generator de curent comandat, din terminalul 7 un curent suficient de mare pentru a

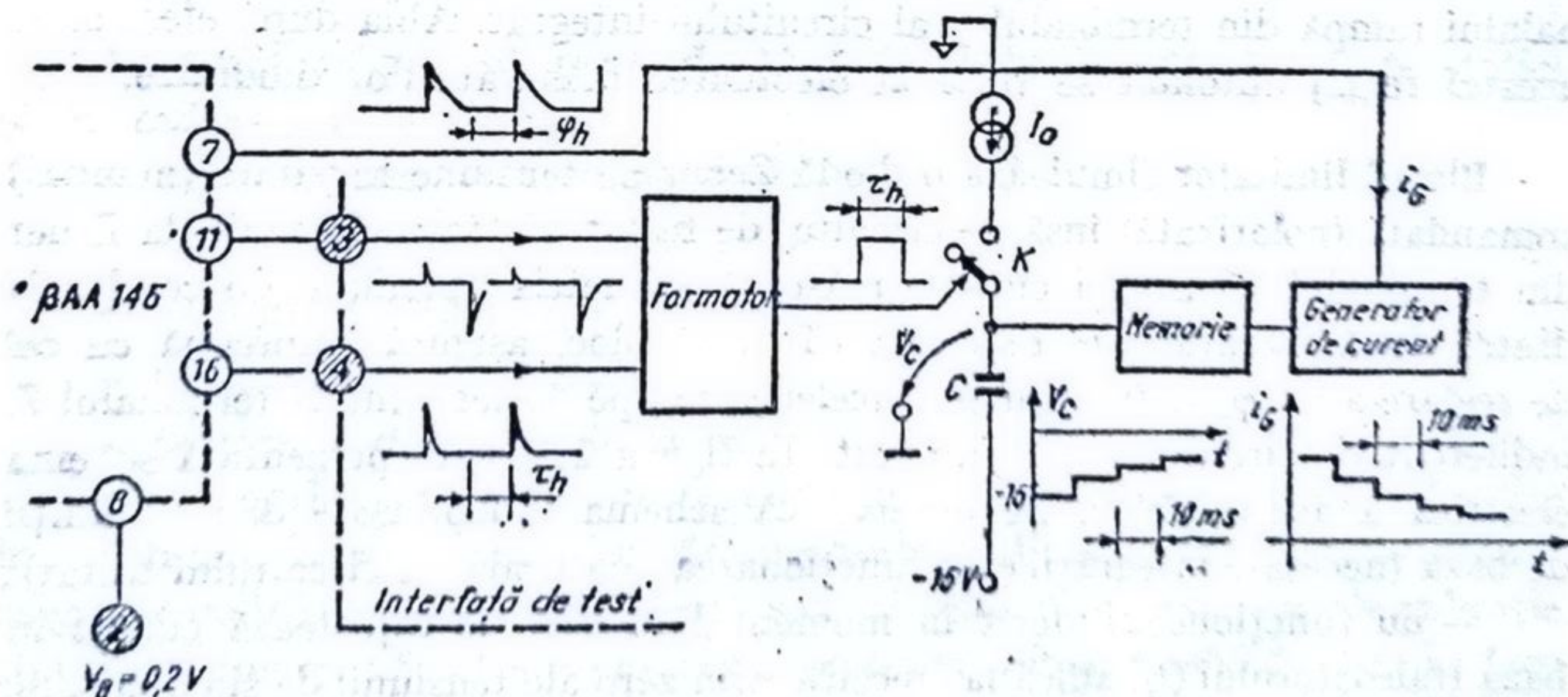


Fig. 2.55. Schema de principiu a blocului de reglaj automat pentru $\varphi_h = 0$, din interfața de test a circuitului βAA 145.

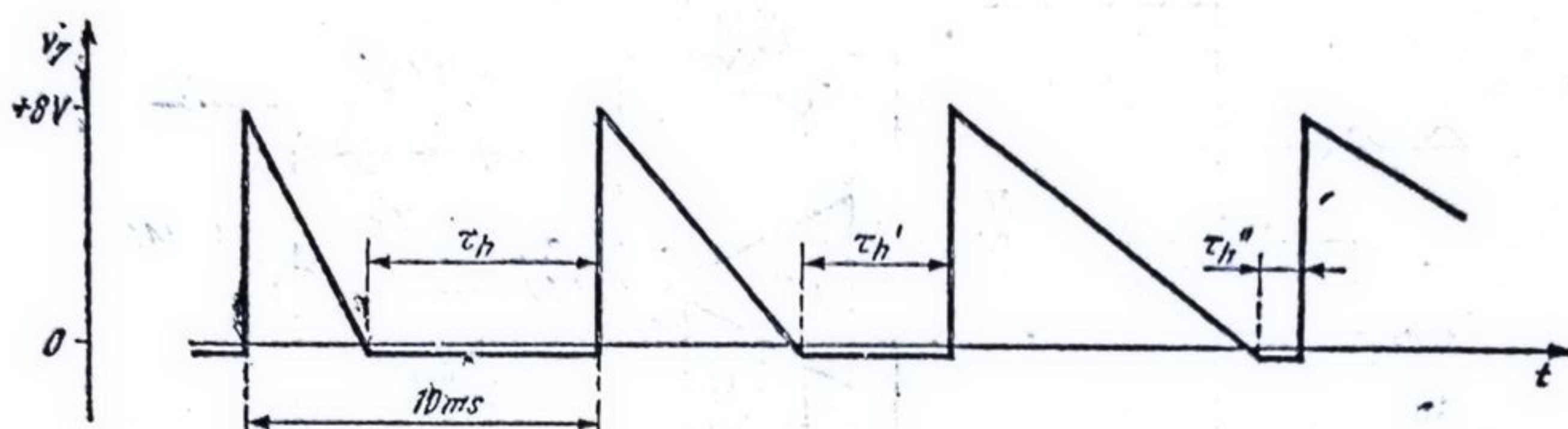


Fig. 2.56. Forma de undă pe terminalul 7 în timpul reglajului automat $\tau_h = 0$.

determina o pantă rapidă a tensiunii de pe terminalul 7 și deci o valoare considerabilă pentru τ_h (≈ 2 ms);

— semnalele culese din terminalele 16 și 11 intră într-un formator la ieșirea căruia apare un impuls dreptunghiular de durată τ_h . Acest impuls închide comutatorul K , permițînd generatorului I_0 să încarce condensatorul C pe toată durata intervalului τ_h . Comutatorul K se deschide după ce intervalul de timp τ_h s-a terminat, închizîndu-se din nou la următorul impuls furnizat de formator. Astfel, condensatorul C se încarcă în trepte de durată fixă (10 ms) cu „porții” de tensiune din ce în ce mai mici pe măsură ce τ_h se micșorează. Micșorarea lui τ_h se realizează printr-o buclă de reacție ce cuprinde memorarea tensiunii pe C și folosirea ei pentru comanda unui generator de curent i_G care absoarbe curent din terminalul 7 al circuitului integrat. Cu cît tensiunea pe C devine mai negativă cu atît i_G scade, mărind „panta” semnalului rampă din terminalul 7. Cînd τ_h se anulează tensiunea pe C rămîne constantă și deci curentul i_G extras din terminalul 7 rămîne fixat la valoarea ce determină $\tau_h = 0$. În figura 2.56 este reprezentată variația pantei semnalului rampă din terminalul 7 al circuitului integrat. Abia după efectuarea acestui reglaj automat se trece la efectuarea măsurătorilor dinamice.

Blocul limitator simulează o diodă Zener de tensiune reglabilă (manual) comandată (polarizată) însă de circuitul de testat. Ea înlocuiește dioda Zener din terminalul 16 atunci cînd se măsoară asimetria unghiului de conducție dintre două circuite. De remarcat că acest bloc, asigură împreună cu cel de reglare a lui $\varphi_h = 0$, obținerea aceleiași rampe de tensiune la terminalul 7, indiferent de circuitul aflat sub test. În figura 2.57 este prezentată schema electrică a acestui bloc. Se observă că schema îndeplinește două condiții de bază (necesare integrării ei în funcționarea „naturală” a circuitului testat):

— nu funcționează decît în momentul în care se injectează curent în baza tranzistorului Q_1 , adică la trecerile prin zero ale tensiunii de sincronizare, cînd trebuie să fie declanșată rampa de tensiune. Curentul de $10 \mu A$ „furat” pentru polarizare nu influențează funcționarea circuitului integrat;

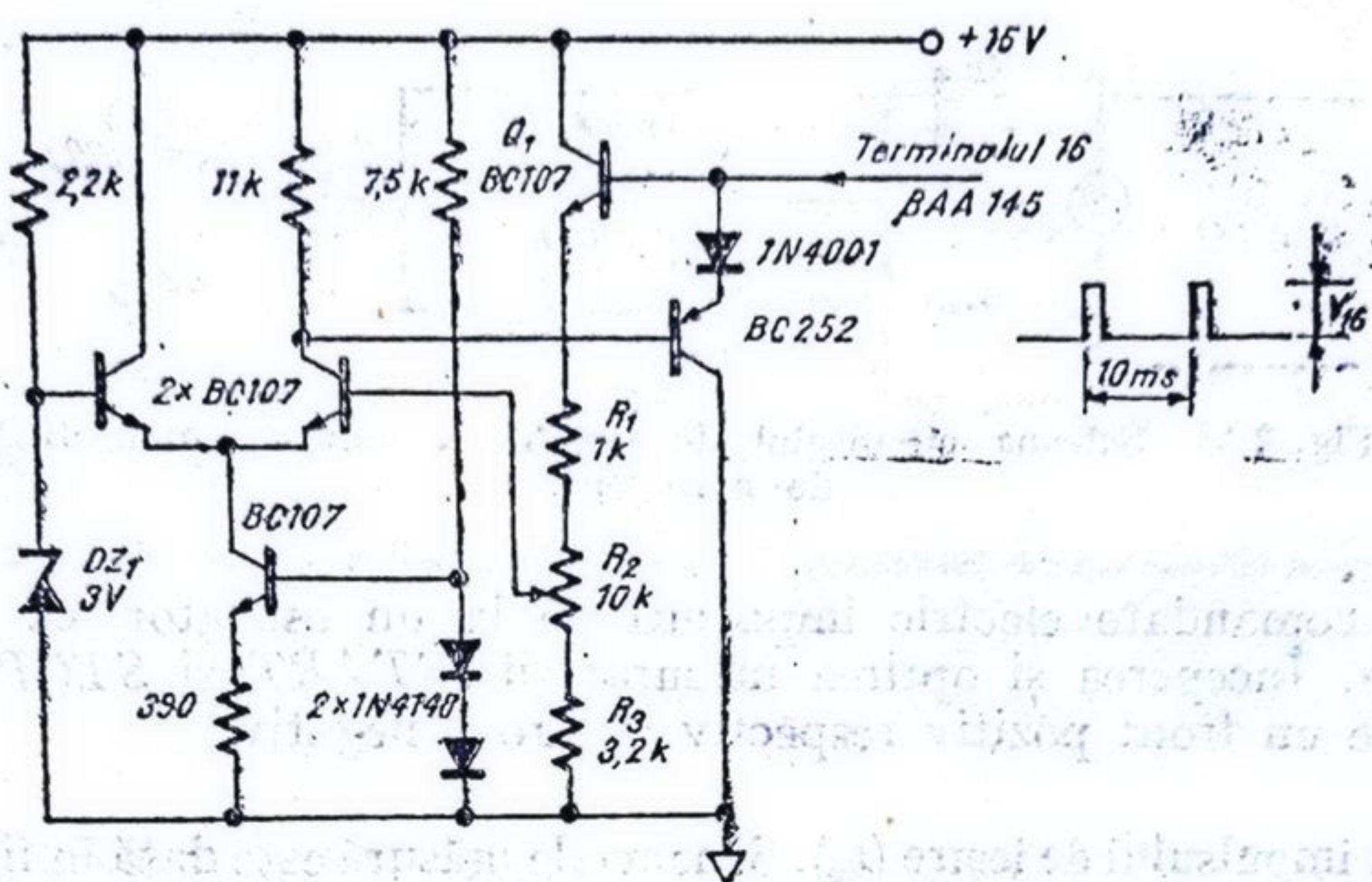


Fig. 2.57. Schema blocului limitator din interfața de test a circuitului BAA 145.

— în momentul în care montajul absoarbe curent, tensiunea pe terminalul 16 se fixează la o valoare determinată de divizorul R_1, R_2, R_3 și dioda Zener DZ_1 . Se observă că se poate obține o tensiune cuprinsă între 8V și 9V (reglabilă manual). Deci, în situația în care funcționarea blocului este validată, el înlocuiește dioda DZ_{16} (vezi figura 2.54) care se obține în urma dispersiei tehnologice (tehnologice) cu o valoare de 7,5 ... 9 V. Reglând valoarea tensiunii stabilizate la aproximativ 7,2 V, se asigură, pentru toate circuitele testate (care au $V_{z16} \geq 7,5$ V) funcționarea rampei de tensiune (vezi § 2.4.3.) la o aceeași tensiune V_{zt} .

Secvența de măsură cuprinde 12 teste. Primele opt sînt teste statice și în cadrul lor se verifică:

- continuitatea la terminalul 9;
- continuitatea la terminalul 13;
- tensiunile Zener V_{13}, V_{15}, V_{16} ;
- curentul de alimentare;
- tensiunile de saturație la ieșire.

Următoarele patru teste sînt teste dinamice (funcționale) și vor fi descrise în continuare. În momentul efectuării fiecărui test dinamic, interfața de măsură asigură condiții de funcționare identice cu cele asigurate de schema de aplicație tipică din figura 2.52. De aceea se va prezenta numai modul în care se face măsurarea propriu-zisă. Pentru măsurarea intervalelor de timp se utilizează un cronometru format dintr-un numărator care primește prin intermediul

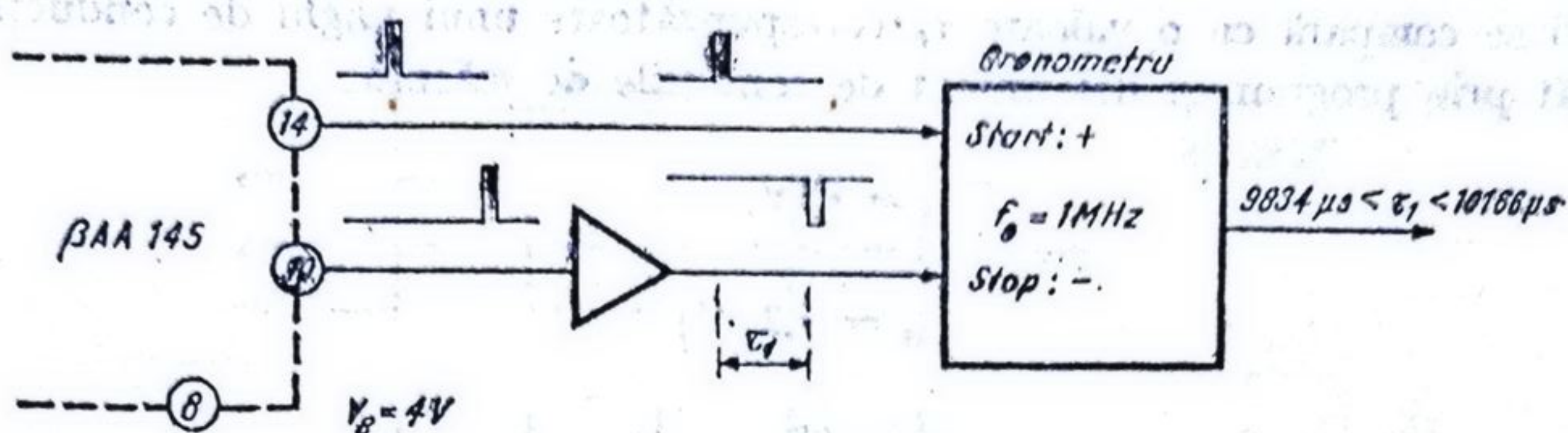


Fig. 2.60. Schema circuitului de măsură a asimetriei dintre semialternanțe.

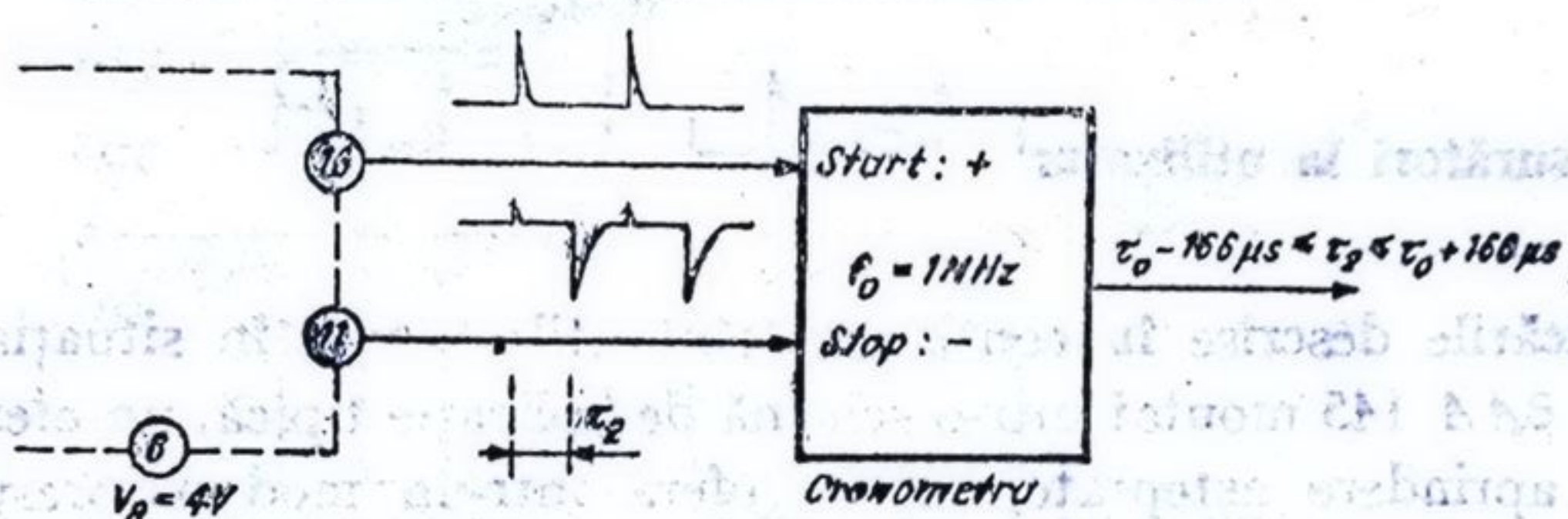


Fig. 2.61. Schema de măsură a asimetriei între două circuite.

Asimetria dintre două semialternanțe ($\Delta\phi_I$). Schema circuitului de măsură este dată în figura 2.60. Cronometrul este declanșat de impulsul de pe terminalul 14 (corespunzător semialternanței pozitive, și oprit de impulsul (inversat — pentru ca frontul corespunzător să fie negativ pentru oprirea cronometrului) de pe terminalul 10 (corespunzător semialternanței negative). Pe terminalul 8 se aplică o tensiune de 4 V corespunzătoare unui unghi de aprindere de aproximativ 110° . Asimetria maximă tolerată de 3° conduce la:

$$10\,000 - 166 \mu s \leq \tau_1 \leq 10\,000 + 166 \mu s$$

Asimetria dintre două circuite ($\Delta\phi_{II}$). Schema circuitului de măsură este dată în figura 2.61. Testul constă în măsurarea timpului τ_2 corespunzător unghiului de aprindere în condiții identice de funcționare (în ceea ce privește rampa de tensiune pe terminalul 7 și tensiunea de comandă v_3) pentru diverse circuite. Tensiunea de comandă este fixată din exterior și menținerea ei constantă nu este o problemă iar rampa de tensiune este asigurată de blocul de reglaj $\varphi_h = 0$ și blocul limitator prezentate anterior. Rezultatul măsură-

torii se compară cu o valoare τ_0 corespunzătoare unui unghi de conducție fixat prin program și determinat de condițiile de măsură:

$$v_8 = 4 \text{ V},$$

$$v_{16} = 7,2 \text{ V};$$

$$\varphi_h = 0^\circ.$$

Condiția de acceptare, conform foii de catalog, este:

$$\tau_8 - 166 \text{ } \mu\text{s} \leq \tau_2 \leq \tau_8 + 166 \text{ } \mu\text{s}$$

2.6.3. Măsurători la utilizator

Verificările descrise în continuare sînt utile numai în situația în care un circuit BAA 145 montat într-o schemă de aplicație tipică, nu oferă impulsurile de aprindere așteptate, sau le oferă într-un mod necorespunzător. În cele ce urmează referirea se face la schema de aplicație tipică din figura 2.52 și la formele de undă din figura 2.62.

a) *Măsurători cu un voltmetru obișnuit de c.c.* (cu o rezistență internă mai mare de 20 k Ω /V)

Deoarece circuitul BAA 145 este un circuit de impulsuri sînt puține măsurătorile relevante ce se pot efectua cu ajutorul unui voltmetru de c.c.:

- terminalul 13 (TABS): $V_{8-13} \geq 7 \text{ V};$
- terminalul 9: $V_{9-3} \geq 0,6 \text{ V};$
- terminalul 16: $V_{16-3} < 0,1 \text{ V};$
- terminalul 7: $3,5 \text{ V} < V_{7-3} < 4,5 \text{ V}.$

Valorile corecte ale tensiunilor se justifică ușor cu ajutorul formelor de undă din figura 2.62.

b) *Măsurători cu un osciloscop* (de cel puțin 100 kHz și de preferință cu două spoturi)

Se recomandă ca osciloscopul să fie sincronizat pe un canal cu semnalul de pe terminalul 9 și cu celălalt canal să se vizualizeze forma de undă dorită. Pentru comparație se folosesc formele de undă din figura 2.62. Scara de timp trebuie reglată la 2 ms/div iar sensibilitatea la 0,5 V/div pentru terminalul 9

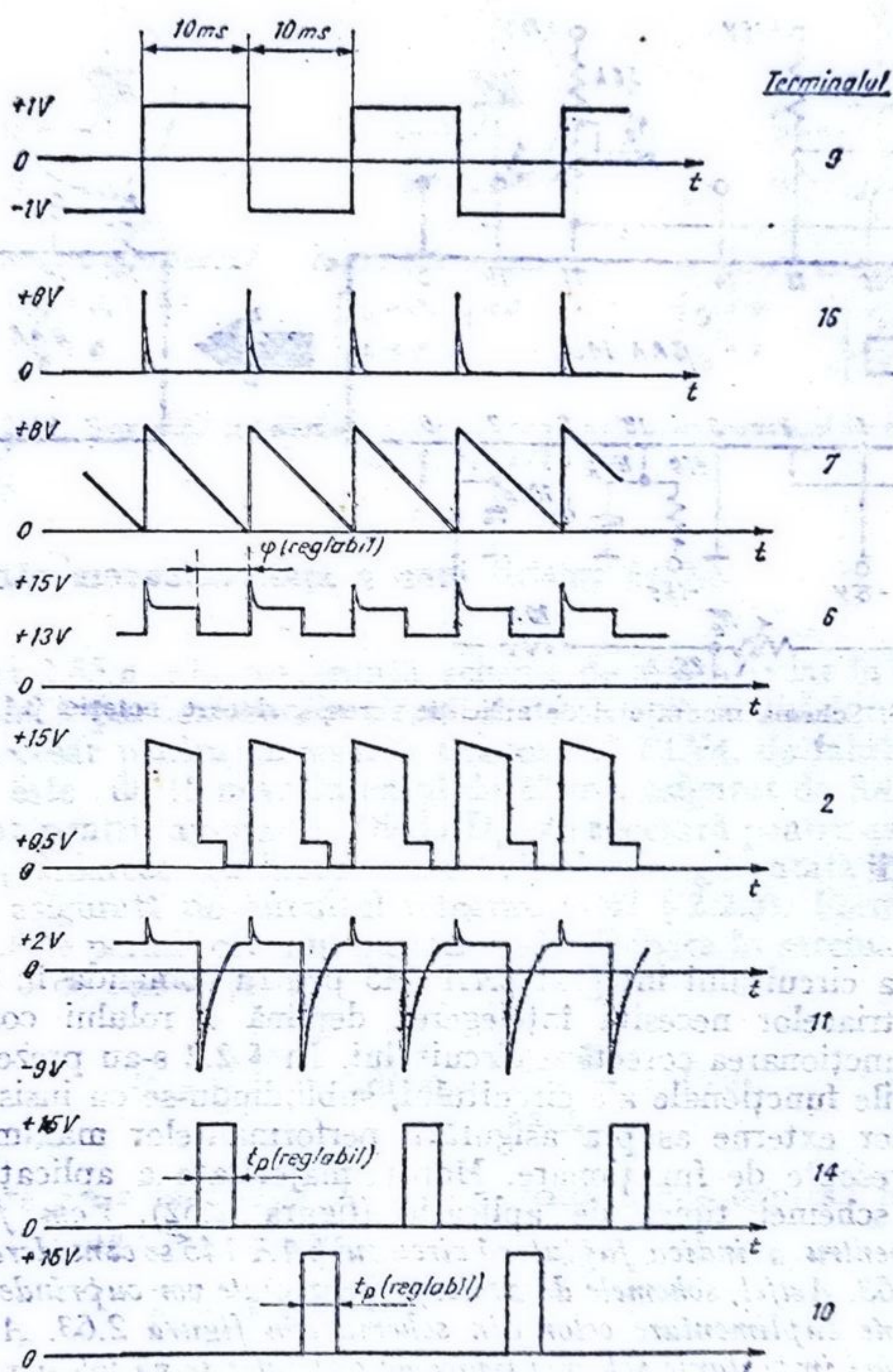


Fig. 2.62. Formele de undă la terminalele circuitului 344 145.

și la 5 V/div pentru terminalul 10 sau 14. Formele de undă se obțin pentru:

$$R_0 \approx 50 \text{ k}\Omega$$

$$R_S \approx 150 \text{ k}\Omega$$

$$V_s \approx 5 \text{ V}$$

Funcționarea este corectă dacă la variația tensiunii V_s se observă deplasarea spre *dreapta* (la *micșorarea* tensiunii) sau spre *stînga* (la *mărirea* tensiunii) a impulsurilor care apar pe terminalele 10 (în timpul semialternanței *negative*) și 14 (în timpul semialternanței *pozitive*).

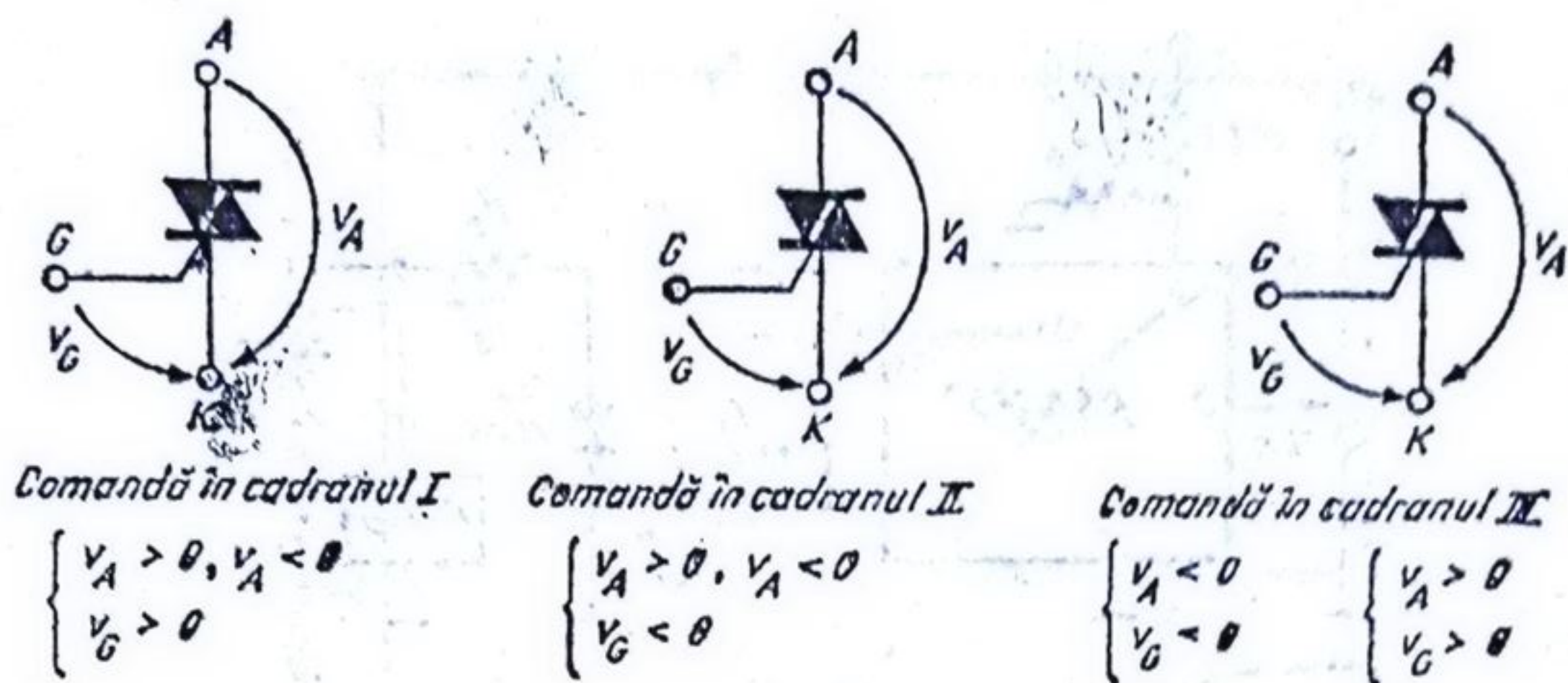


Fig. 2.64. Sensurile tensiunilor v_A , v_G corespunzătoare comenzii în cadranele I, II, III.

2.4.1. Comanda monoalternanță a unui tiristor de 1A

În figura 2.65.a este prezentată schema de aplicație iar în figura 2.65.b formele de undă particulare din circuitul de sarcină al tiristorului. Curentul de poartă necesar pentru amorsarea tiristorului T1N4, de fabricație IPRS-BĂNEASA este de 15 mA. Curentul de 22 mA asigurat de βAA 145 * este deci suficient pentru amorsare. Dioda D_1 este necesară pentru asigurarea blocării lui Th_1 deoarece tensiunea maximă de blocare garantată $V_{GNT} = 0,2$ V nu poate fi asigurată de circuitul integrat. (vezi § 2.2.5). Formele de undă din figura 2.65.b permit calculul puterii medii disipate în sarcina R_s în funcție de unghiul de conducție φ :

$$P = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} v_s i_s d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\varphi} v_s i_s d(\omega t) \quad (2.102)$$

Mărimile care apar în relația 2.102, au următoarele expresii (se neglijează căderea de tensiune pe tiristor):

$$v_s = V_{s0} \sin \omega t,$$

$$i_s = \frac{v_s}{R_s} = \frac{V_{s0}}{R_s} \sin \omega t, \quad (V_{s0} = 220 \sqrt{2} \text{ V}).$$

$$0 \leq \varphi \leq \frac{177}{180} \pi \quad (\varphi \text{ trebuie exprimat în radiani}).$$

Înlocuind în (2.102) rezultă:

$$P = \frac{1}{2\pi} \frac{V_{s0}^2}{R_s} \int_0^{\varphi} \sin^2 \omega t d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \frac{V_{s0}^2}{R_s} \left(\frac{1}{2} \varphi - \frac{1}{4} \sin^2 2\varphi \right). \quad (2.103)$$

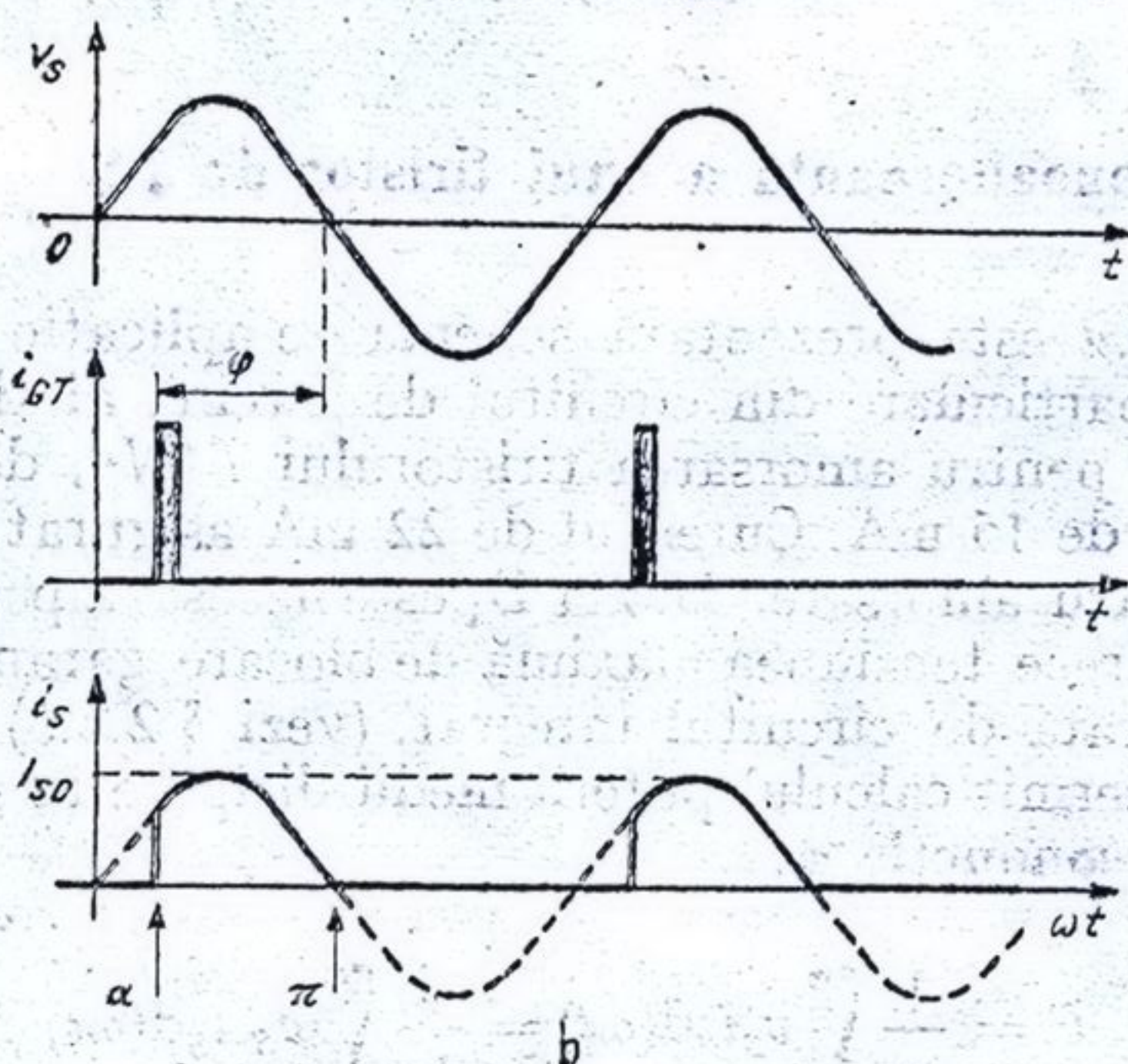
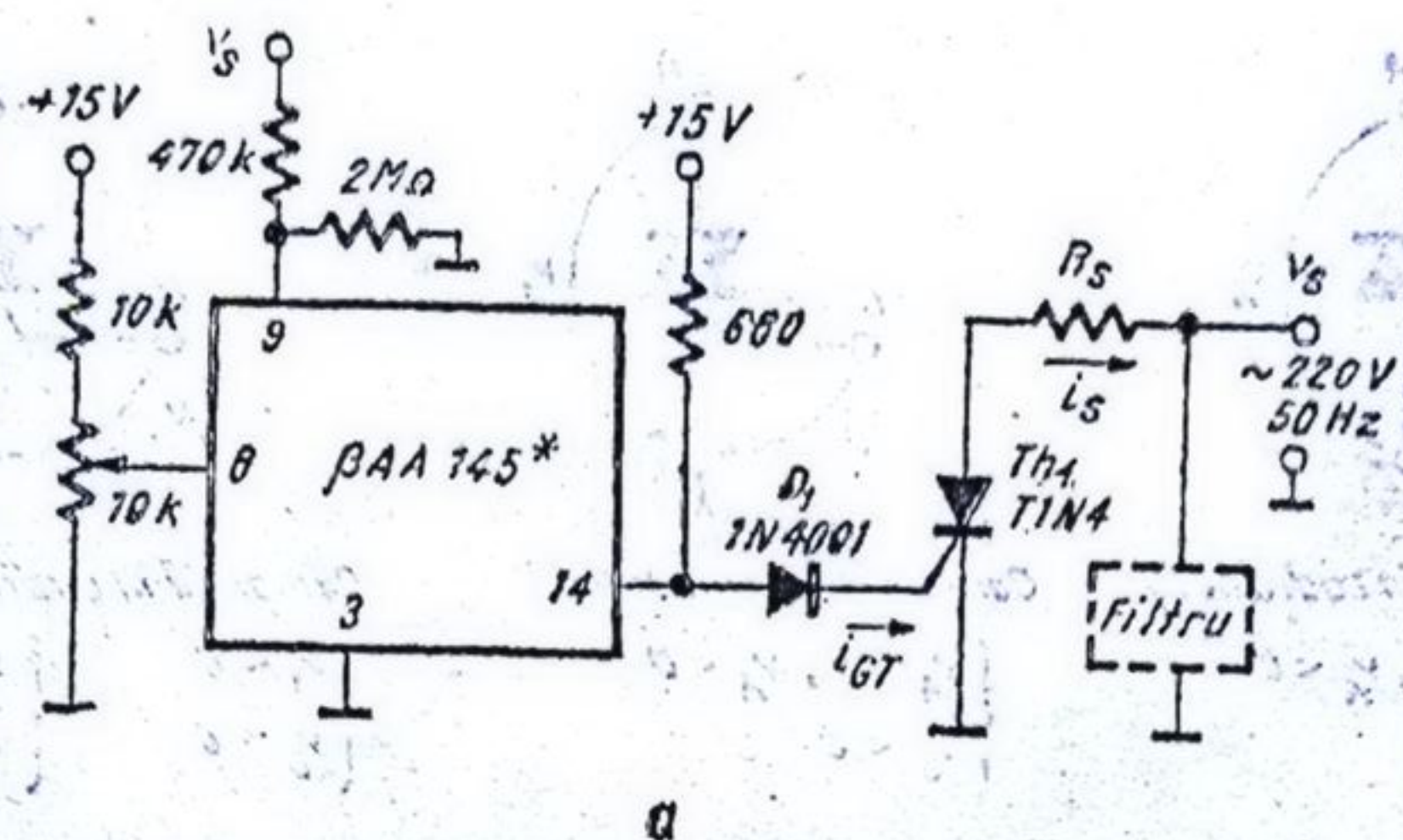


Fig. 2.65. Comanda monoalternanță a unui tiristor de 1 A.

(a) Schema de aplicație. (b) Formele de undă.

Cu ajutorul graficului $\varphi = \varphi(V_g)$ din § 2.3.1 se poate obține din ecuația 2.103 funcția de transfer realizată de circuitul integrat

$$P(V_g) = \frac{1}{2\pi} \frac{V_{s0}^2}{R_s} \left[\frac{1}{2} \varphi(V_g) - \frac{1}{4} \sin [2 \varphi(V_g)] \right], \quad (2.104)$$

cu observația că $\varphi(V_g)$ trebuie considerat în radiani.

De asemenea, se observă că:

$$P_{min} = 0$$

$$P_{max} = \frac{1}{2\pi} \frac{V_{s0}^2}{R_s} \left[\frac{1}{2} \frac{177}{180} \pi - \frac{1}{4} \sin \left(2 \frac{177}{180} \pi \right) \right] = 0,486 \frac{V_{s0}^2}{2R_s}. \quad (2.105)$$

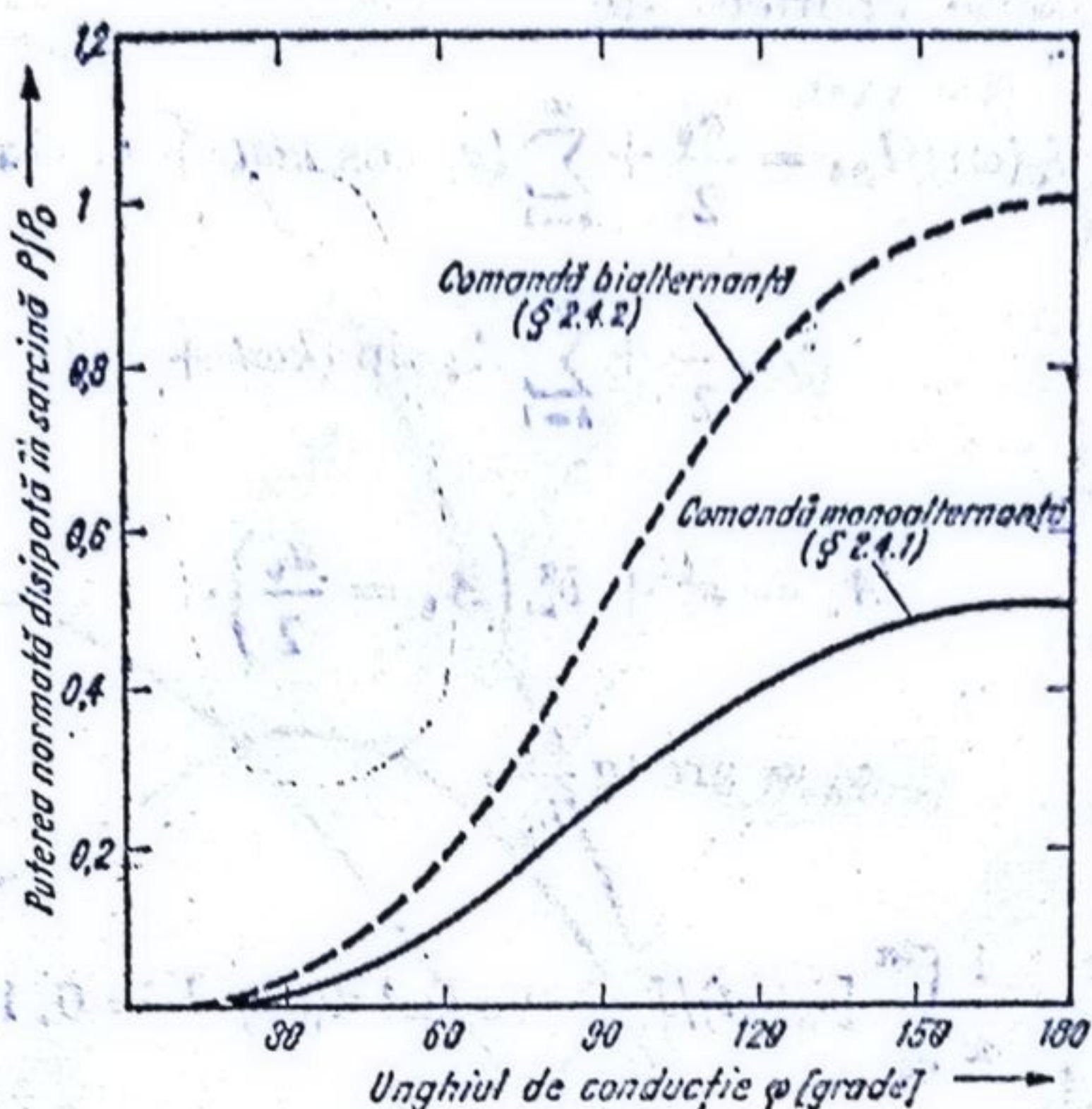


Fig. 2.66. Variația puterii disipate în sarcină în funcție de unghiul de conducție.

Notînd cu P_0 expresia $\frac{V_{s0}^2}{2R_s}$ care reprezintă puterea medie disipată în sarcină pentru un semnal sinusoidal în timp de o perioadă, rezultă:

$$0 \leq P(V_s) \leq 0,486 P_0 \quad (2.106)$$

Dependența P/P_0 în funcție de φ este reprezentată grafic în figura 2.66

O problemă importantă care apare, în general la comanda prin fază este generarea de armonici superioare frecvenței de sincronizare cu posibilitatea apariției unei componente de curent continuu în sarcina din circuitul anodic al elementului de putere comandat.

Forma de undă a curentului de sarcină i_s reprezentată în figura 2.65 b indică imediat posibilitatea existenței în semnalul i_s a unor armonici de ordin superior. În cele ce urmează vom determina amplitudinea acestor armonice.

În acest scop vom dezvolta în serie Fourier funcția $i_s(\omega t)$ definită astfel

$$i_s(\omega t)/I_{s0} = \begin{cases} 0 & \omega t \in [0, \alpha) \cup [\pi, 2\pi] \\ \sin \omega t & \omega t \in [\alpha, \pi] \end{cases} \quad (2.107)$$

unde

$$I_{s0} = V_{s0}/R_s.$$

Dezvoltarea în serie Fourier este

$$i_s(\omega t)/I_{s0} = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\omega t + b_k \sin k\omega t) \quad (2.108)$$

$$= \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \sin(k\omega t + \varphi_k) \quad (2.109)$$

unde

$$A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \left(A_0 = \frac{a_0}{2} \right), \quad (2.110)$$

$$\varphi_k = \arctg \frac{a_k}{b_k}, \quad (2.111)$$

iar

$$a_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} [i_s(\omega t)/I_{s0}] \cos k\omega t \, d(\omega t) \quad k = 0, 1, 2, 3 \dots \quad (2.112)$$

$$b_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} [i_s(\omega t)/I_{s0}] \sin k\omega t \, d(\omega t) \quad k = 1, 2, 3 \dots \quad (2.113)$$

Efectuînd calculele se obține:

$$a_0 = \frac{1}{\pi} (1 + \cos \alpha)$$

$$a_1 = \frac{1}{4\pi} (\cos 2\alpha - 1)$$

$$a_2 = \frac{1}{6\pi} (\cos 3\alpha - 3 \cos \alpha - 2)$$

$$a_3 = \frac{1}{8\pi} (\cos 4\alpha - 2 \cos 2\alpha + 1), \text{ etc.}$$

și

$$b_1 = \frac{1}{4\pi} (\sin 2\alpha + 2\pi - 2\alpha),$$

$$b_2 = \frac{1}{6\pi} (\sin 3\alpha - 3 \sin \alpha),$$

$$b_3 = \frac{1}{8\pi} (\sin 4\alpha - 2 \sin 2\alpha), \text{ etc.}$$

În figura 2.67 sînt prezentate variațiile coeficienților A_0, A_1, A_2, A_3 și ale amplitudinilor normate ale armonicelor curentului prin sarcină I_0/I_{s0} .

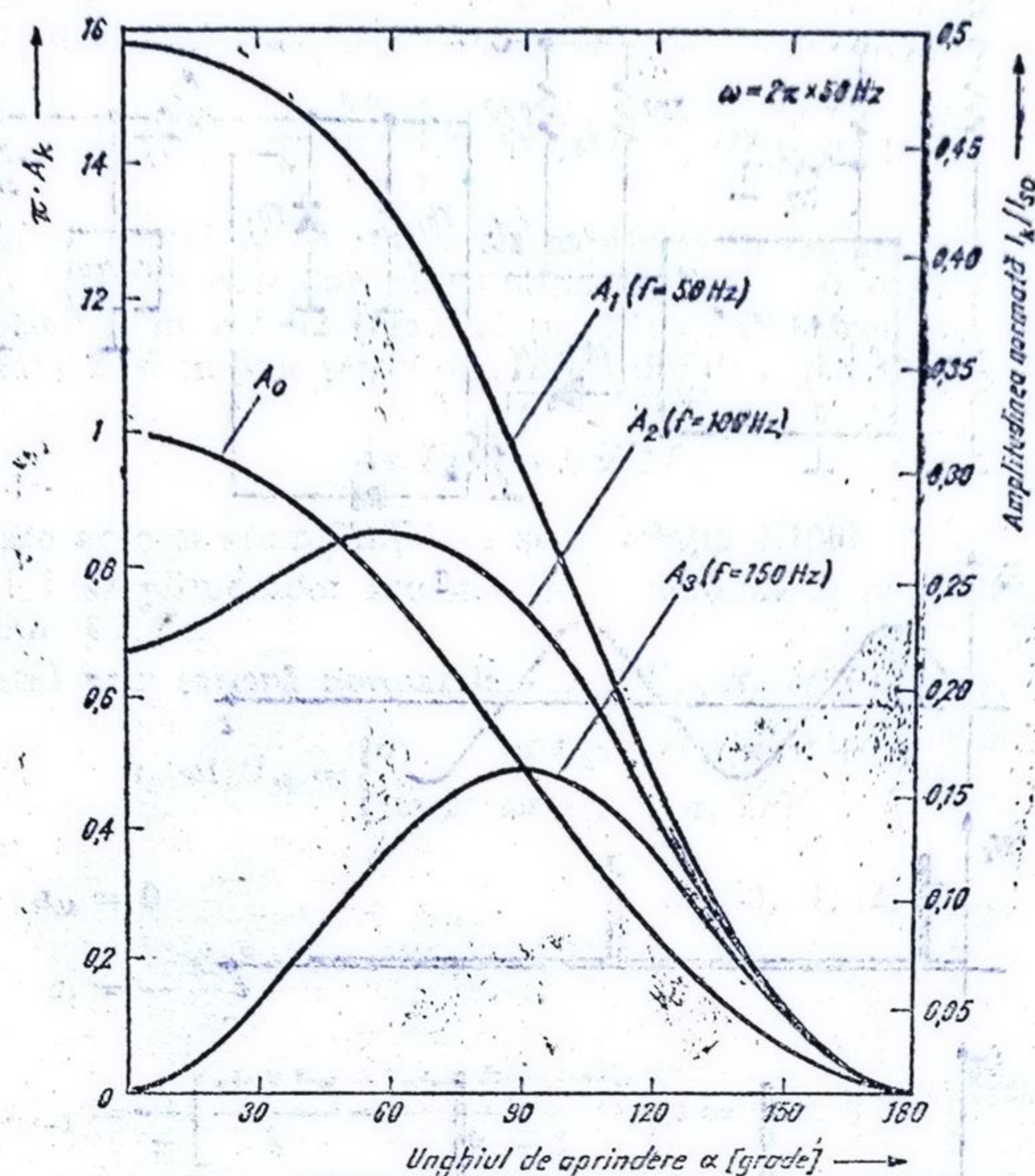


Fig. 2.67. Variația mărimilor A_k , I_k/I_{s0} ($k = 0, 1, 2, 3$) în funcție de unghiul de aprindere α , pentru comanda monoalternanță (schema din figura 2.65.a)

I_1/I_{s0} , I_2/I_{s0} , I_3/I_{s0} . Cel mai important lucru de reținut este prezența componentei continue I_0 de valoare mare (mai mult de jumătate din valoarea amplitudinei I_1 a fundamentalei) și valorile unghiului de aprindere α corespunzătoare maximelor armonicelor a doua (60°) și a treia (90°). Cunoașterea acestor valori este importantă pentru proiectarea filtrului de deparazitare a rețelei care se folosește pentru atenuarea efectului nedorit al acestor armonici de ordin superior. În figura 2.65.a acest filtru este reprezentat cu linie punctată.

2.4.2. Comanda bialternanță a două tiristoare de 1A montate antiparalel

În figura 2.68 sînt prezentate schema de aplicație și respectiv formele de undă caracteristice acestui mod de comandă. Se observă că ieșirea 14 coămandă direct tiristorul Th_1 pentru semialternanța pozitivă. Ieșirea 10, dup-

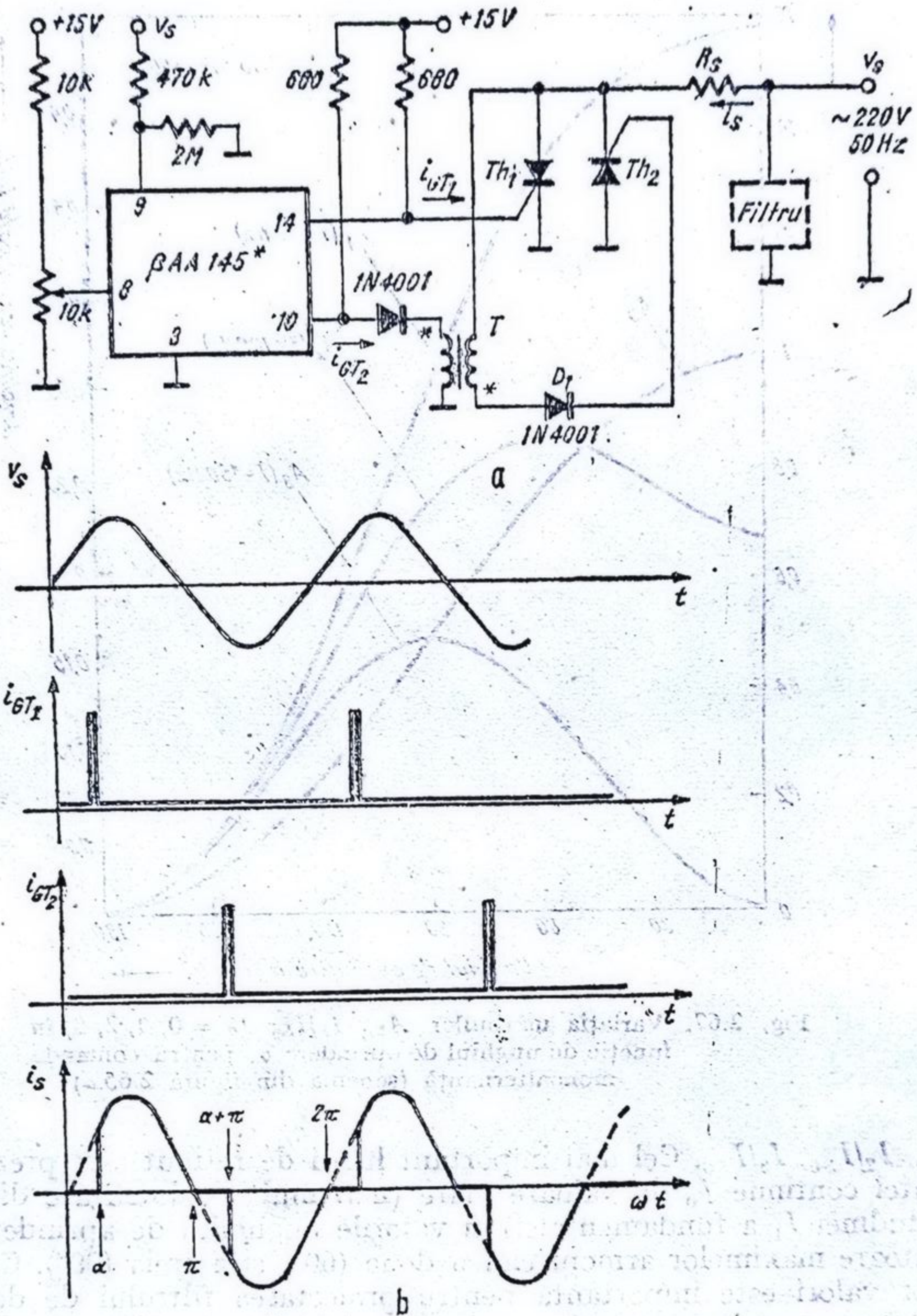


Fig. 2.63. Comanda bialternanță a două tiristoare de 1 A montate antiparalel
(a) Schema de aplicație. (b) Formele de undă.

inversarea impulsului generat de circuit, cu ajutorul unui transformator de impulsuri T_1 , comandă tiristorul Th_2 pentru semialternanța negativă]. Dioda D_1 este necesară pentru a evita blocarea tiristorului Th_2 imediat după terminarea impulsului de aprindere (Frontul negativ al acestuia se transmite în secundarul transformatorului sub forma unor tensiuni negative pe poartă).

Formele de undă din figura 2.68.b permit, după un calcul analog celui din § 2.4.2, determinarea puterii comandate în sarcina R_s

$$P(V_s) = \frac{1}{\pi} \frac{V_{s0}^2}{R_s} \left[\frac{1}{2} \varphi(V_s) - \frac{1}{4} \sin [2\varphi(V_s)] \right], \quad (2.114)$$

unde $\varphi(V_s)$ este unghiul de conducție exprimat în radiani. Se observă, așa cum era de altfel de așteptat, că se obține în acest caz o putere dublă față de cea obținută în § 2.4.2 (vezi relația 2.104). Reprezentarea grafică este dată în figura 2.66 cu linie punctată. Intervalul de reglaj al puterii în sarcină este

$$0 \leq P(V_s) \leq 0,972 P_0 \quad (2.115)$$

unde P_0 are aceeași semnificație ca și în relația 2.106.

Calculul amplitudinilor armonicilor curentului i_s se desfășoară după modelul din § 2.4.1.

Curentul prin sarcină normalat la $I_{s0} = V_{s0}/R_s$ este dat de:

$$i_s(\omega t)/I_{s0} = \begin{cases} 0 & \omega t \in [0, \alpha) \cup [\pi, \pi + \alpha) \\ \sin \omega t & \omega t \in [\pi + \alpha, 2\pi] \end{cases} \quad (2.116)$$

Se obține:

$$a_{2k} = 0 \quad k = 0, 1, 2, 3, \dots$$

$$a_1 = -\frac{\sin^2 \alpha}{\pi}$$

$$a_{2k+1} = \frac{1}{\pi} \left[\frac{\sin^2 k\alpha}{k} - \frac{\sin^2 (k+1)\alpha}{k+1} \right] \quad k = 1, 2, 3, \dots$$

$$b_1 = \frac{1}{\pi} \frac{\sin 2\alpha}{2}$$

$$b_{2k} = 0 \quad k = 0, 1, 2, \dots$$

$$b_{2k+1} = \frac{1}{\pi} \left[\frac{\sin 2(k+1)\alpha}{2(k+1)} - \frac{\sin 2k\alpha}{2k} \right] \quad k = 1, 2, 3, \dots$$

În figura 2.69 sînt reprezentate variațiile coeficienților $A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$ și valorile normate ale armonicilor I_k/I_{s0} în funcție de unghiul de aprindere α pentru un semnal cu frecvența de 50 Hz. Se observă mai întîi că nu există componentă continuă și nici armonici de ordin par. De asemenea se observă rolul important jucat de armonica a treia în compunerea spectrală a semnalului i_s . Amplitudinea A_3 (corespunzătoare frecvenței de 150 Hz) este aproximativ egală cu A_1 (corespunzătoare frecvenței de 50 Hz) în jurul valorii de 90° a unghiului de aprindere. Celelalte armonici devin nesemnificative în raport cu A_3 astfel că filtrul de deparazitare a rețelei de c.a (reprezentat punctat în figura 2.68.a) trebuie să fie în principal destinat atenuării acestei componente de 150 Hz.

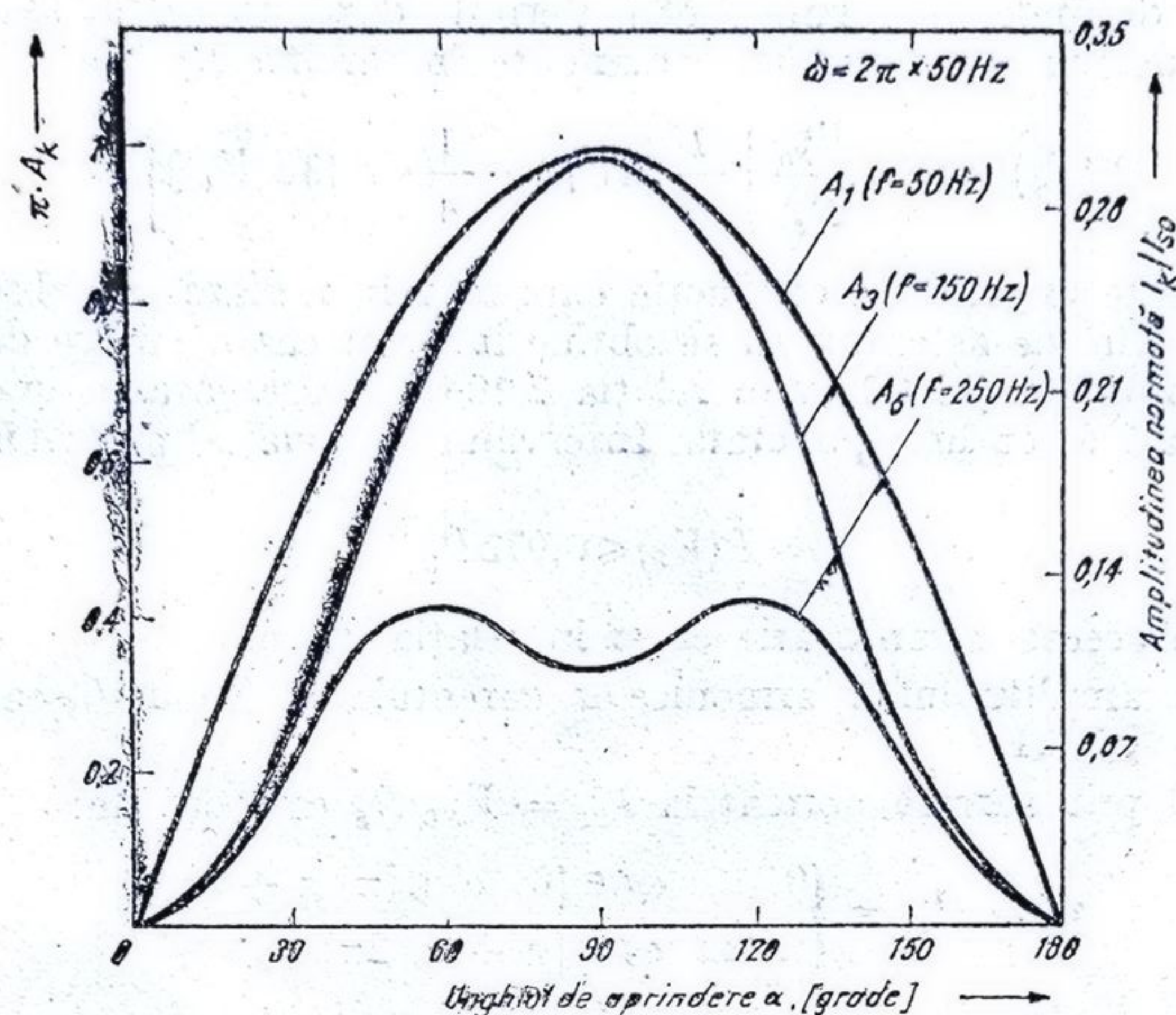


Fig. 2.69. Variația mărimilor A_k și I_k/I_{S0} ($k = 1, 3, 5$) în funcție de unghiul de aprindere α , pentru comanda bialternanță (schema din figura 2.68.a)

2.4.3. Comanda unui tiristor de 22 A

Deoarece curentul de amorțare pentru tiristorul de 22A este² de 100 mA, între circuitul integrat $\beta 44\ 145$ ce furnizează impulsul de aprindere și tiristor trebuie introdus un tranzistor — amplificator de curent. În figura 2.70 este prezentată schema de aplicație. Tranzistorul BD 135 împreună cu rezistența de $82\ \Omega$ din colector asigură un curent de aprindere de aproximativ 150 mA, pentru care un curent de bază de aproximativ 4 mA furnizat de sursa de 15 V prin intermediul rezistenței de $3,3\ k\Omega$ este suficient.

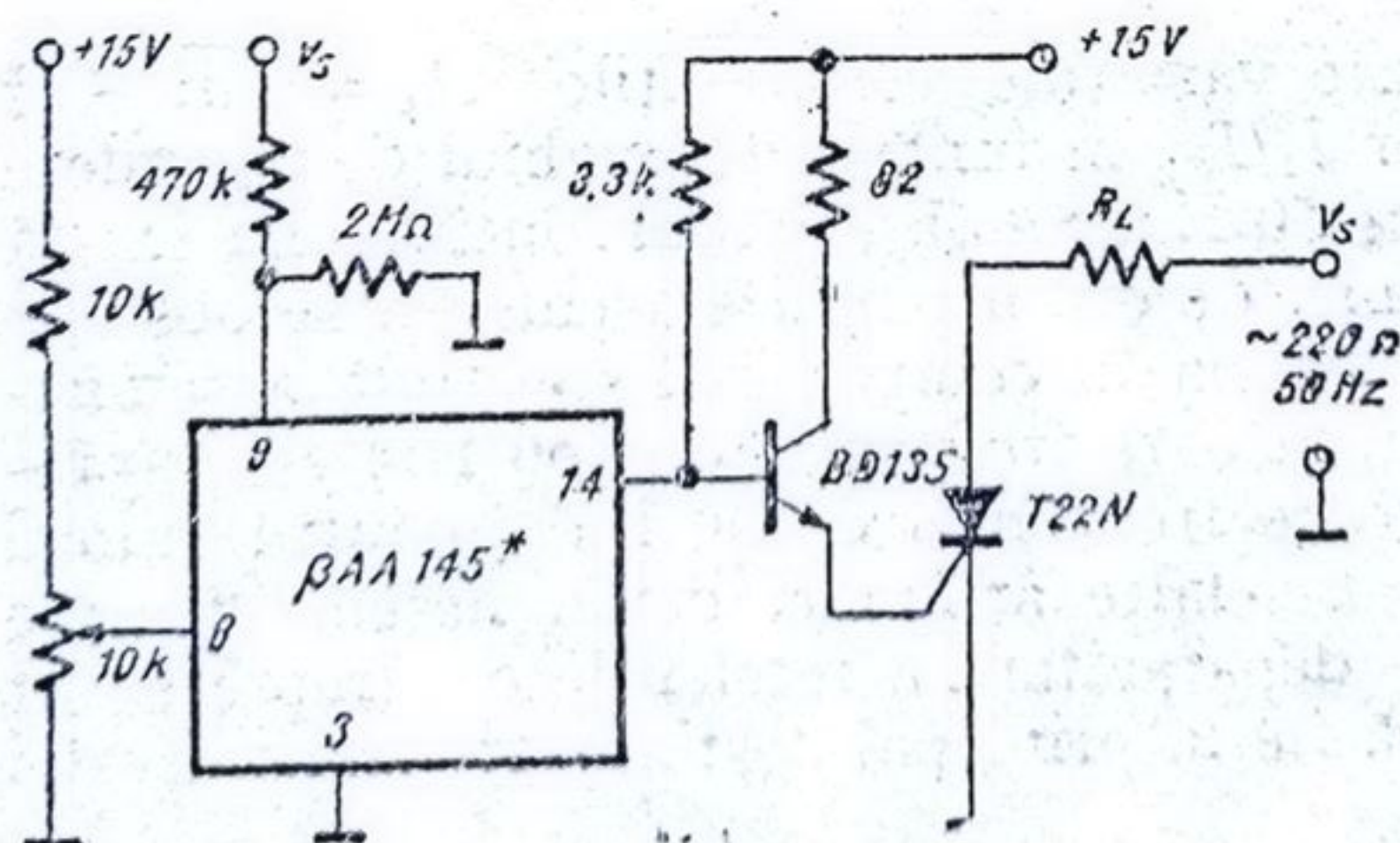


Fig. 2.70. Schema electrică de comandă a unui tiristor de 22 A.

Evident că fiind vorba de o comandă monoalternanță, toată discuția de la § 2.4.1 referitoare la domeniul maxim al puterii comandate și la generarea de armonici superioare frecvenței de lucru de 50 Hz, rămâne valabilă.

2.4.4. Comanda cu separare galvanică totală a unui tiristor de 1 A.

Necesitatea de sincronizare cu rețeaua de c.a. a circuitului $\beta AA 145$ face ca terminalul 3 (de masă) să fie conectat la nulul rețelei de c.a. De asemenea, impulsul de aprindere are ca punct de referință terminalul 3 (de masă) al circuitului. Deci, tiristorul trebuie conectat cu grila la terminalul de ieșire (10 sau 14) și cu catodul la terminalul 3 (de masă). Dar catodul face parte și din circuitul anodic ce cuprinde sarcina conectată la rețea.

O separare galvanică totală presupune separarea terminalului 3 al circuitului de nulul rețelei. Aceasta necesită cuplarea prin transformator atât a intrării de sincronizare (terminalul 9) cât și a ieșirii (terminalul 10 sau 14).

În figura 2.71 este prezentată schema de aplicație discutată.

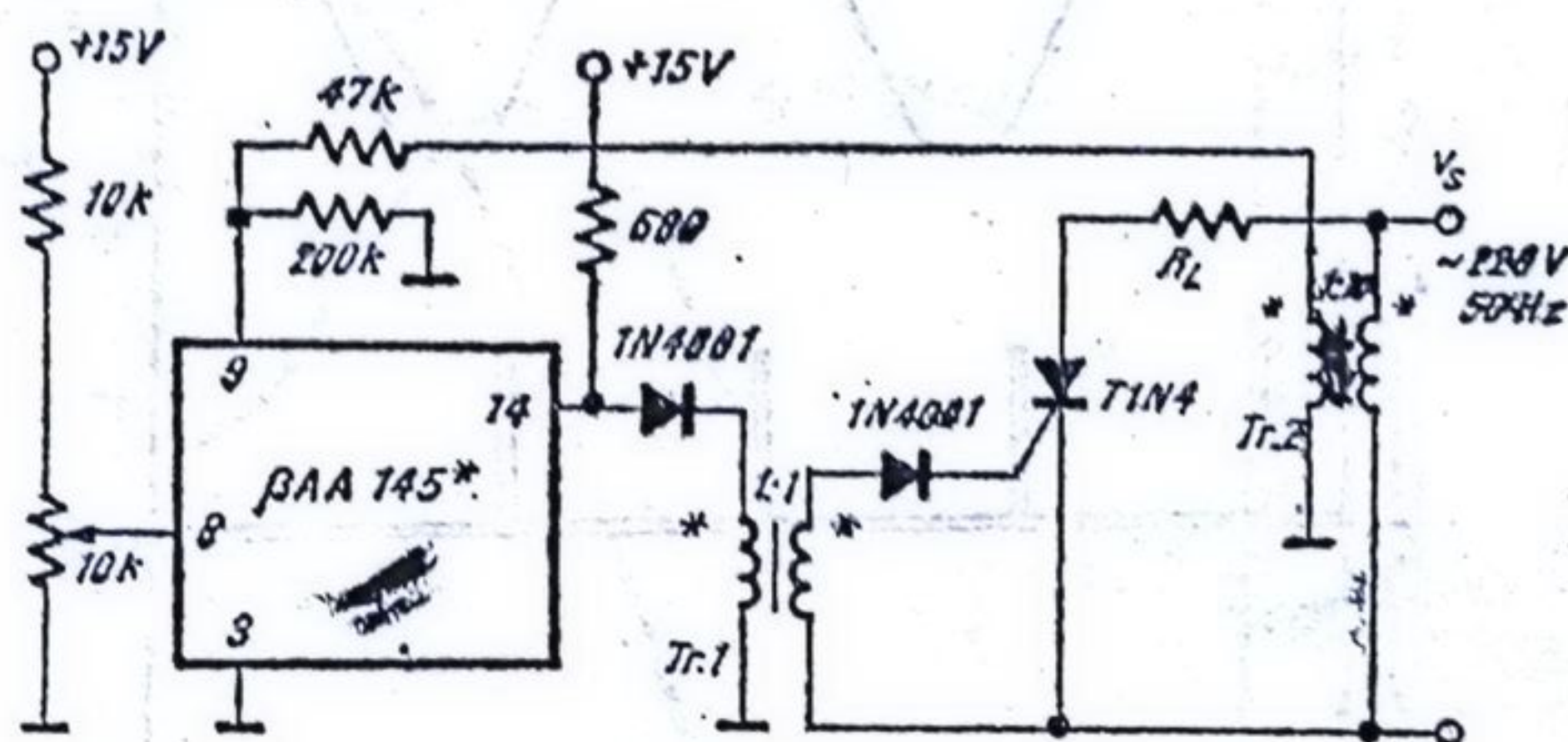


Fig. 2.71. Schema electrică de comandă cu separare galvanică totală.

Transformatorul T_1 furnizează în circuitul de grilă al tiristorului T1N4 impulsul de curent de aprindere, iar transformatorul T_2 asigură sincronizarea circuitului cu rețeaua de c.a.

2.4.5. Comanda bialternanță a unui tiristor de 1 A cu montaj în punte

În figura 2.72 se prezintă schema de aplicație și formele de undă specifice.

Puntea P1M4 realizează redresarea tensiunii de c.a. pentru a permite curentului de sarcină să treacă prin tiristorul T1N4 (unidirecțional) atât în timpul semialternanței negative cât și a celei pozitive.

Generarea impulsurilor de comandă bialternanță se realizează prin intermediul diodelor D_1 și D_2 care îndeplinesc rolul de „sumator” al impulsurilor furnizate de circuitul $\beta AA 145$ la terminalele 10 și 14.

În ceea ce privește puterea disipată în sarcină și domeniul ei de variație, rămân valabile considerațiile din § 2.4.2. (pentru comanda bialternanță).

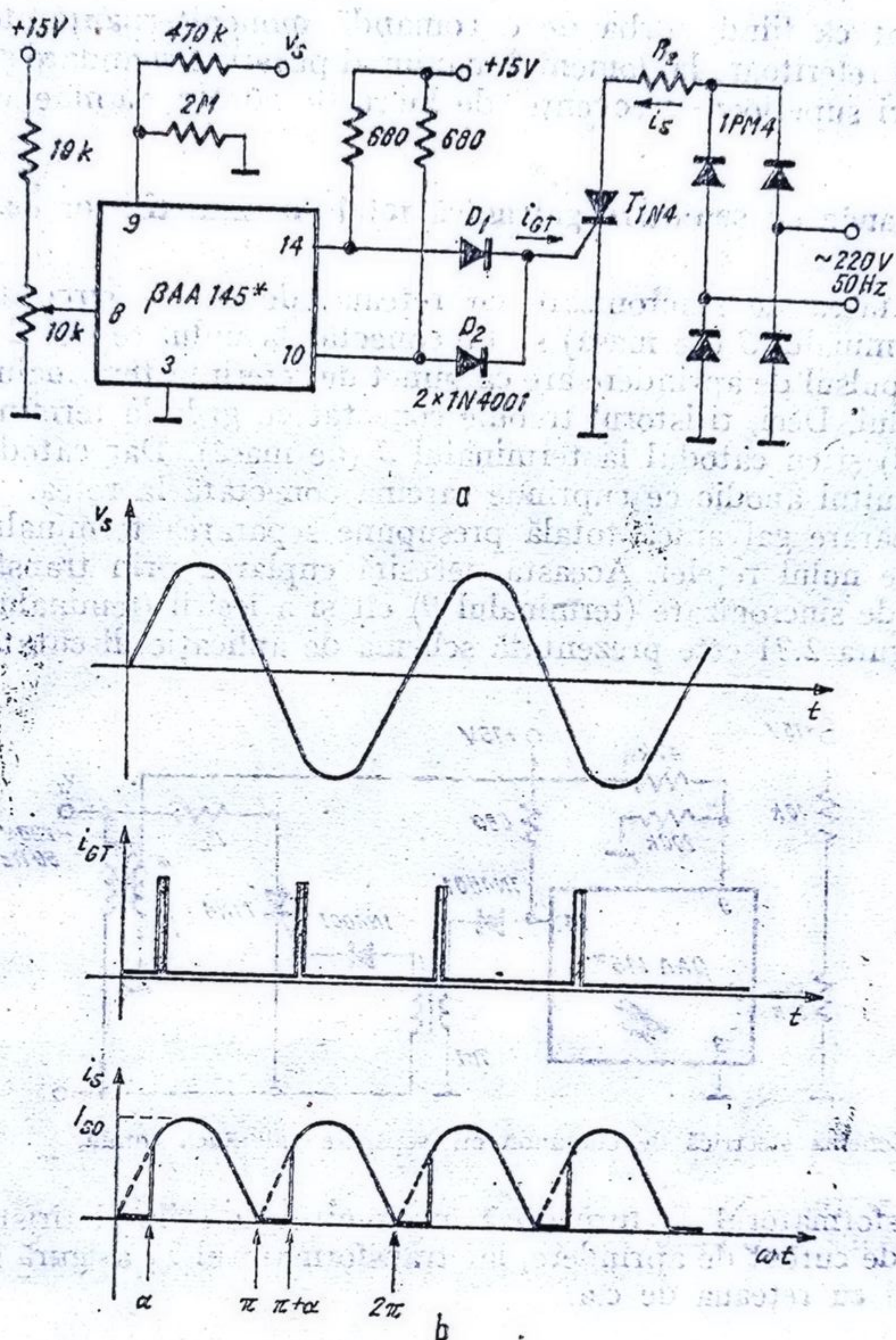


Fig. 2.72. Schema electrică de comandă la alternanță cu montaj în punte.

Pentru calculul armonicilor de ordin superior, observăm din figura 2.72.b că semnalul i_s este un semnal periodic cu perioada 2π pentru care trebuie analizată funcția:

$$i_s(\omega t)/I_{s0} = \begin{cases} 0 & \omega t \in [0, \alpha) \cup (\pi, \pi + \alpha), \\ \sin \omega t & \omega t \in [\alpha, \pi), \\ -\sin \omega t & \omega t \in [\pi + \alpha, 2\pi) \end{cases} \quad (2.117)$$

se obține:

$$a_{2k+1} = 0$$

$$k = 0, 1, 2, \dots$$

$$a_{2k} = \frac{1}{\pi} \left[\frac{1 + \cos(2k+1)\alpha}{2k+1} + \frac{1 - \cos(2k-1)\alpha}{1-2k} \right]$$

$$k = 0, 1, 2, 3, \dots$$

$$b_{2k+1} = 0$$

$$k = 0, 1, 2, \dots$$

$$b_{2k} = \frac{1}{\pi} \left[\frac{\sin(2k-1)\alpha}{1-2k} + \frac{\sin(2k+1)\alpha}{2k+1} \right]$$

$$k = 1, 2, 3, \dots$$

În figura 2.73 sînt reprezentate grafic variațiile coeficienților A_k și amplitudinea normată I_k/I_{s0} a armonicelor semnalului i_a în funcție de unghiul de aprindere α . Se observă că nu există armonici de ordin impar dar că există o componentă continuă, A_0 , și armonice de ordin par. Trebuie remarcată ponderea importantă a armonicei a doua și valoarea mare a componentei continue. Concluzia în ceea ce privește filtrul de deparazitare este directă: el trebuie acordat pe 100 Hz.

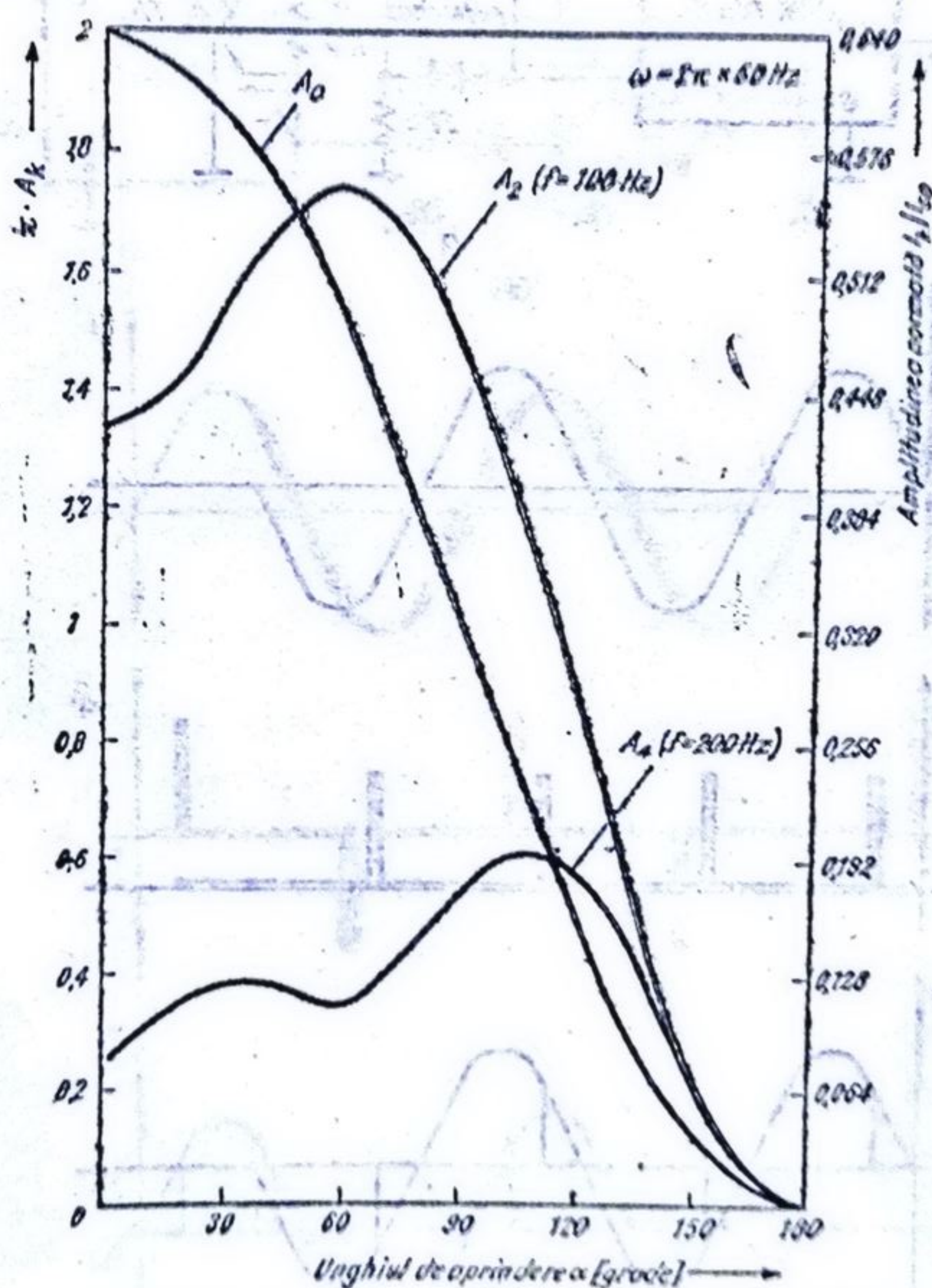


Fig. 2.73. Variația mărimilor A_k și I_k/I_s ($k = 0, 2, 4$) în funcție de unghiul de aprindere pentru schema din figura 2.72.a

2.4.6. Comanda în cadrantul I a unui triac de 6 A

Conform convenției făcute în legătură cu modurile de comandă ale unui triac (vezi figura 2.64) este nevoie de impulsuri pozitive de comandă pe poartă atât pentru semialternanța negativă cât și pentru semialternanța pozitivă. Schema de aplicație este prezentă în figura 2.74.a. Tranzistorul BD 135 prin rezistența de limitare R_1 de 100 ohmi asigură curentul de poartă necesar

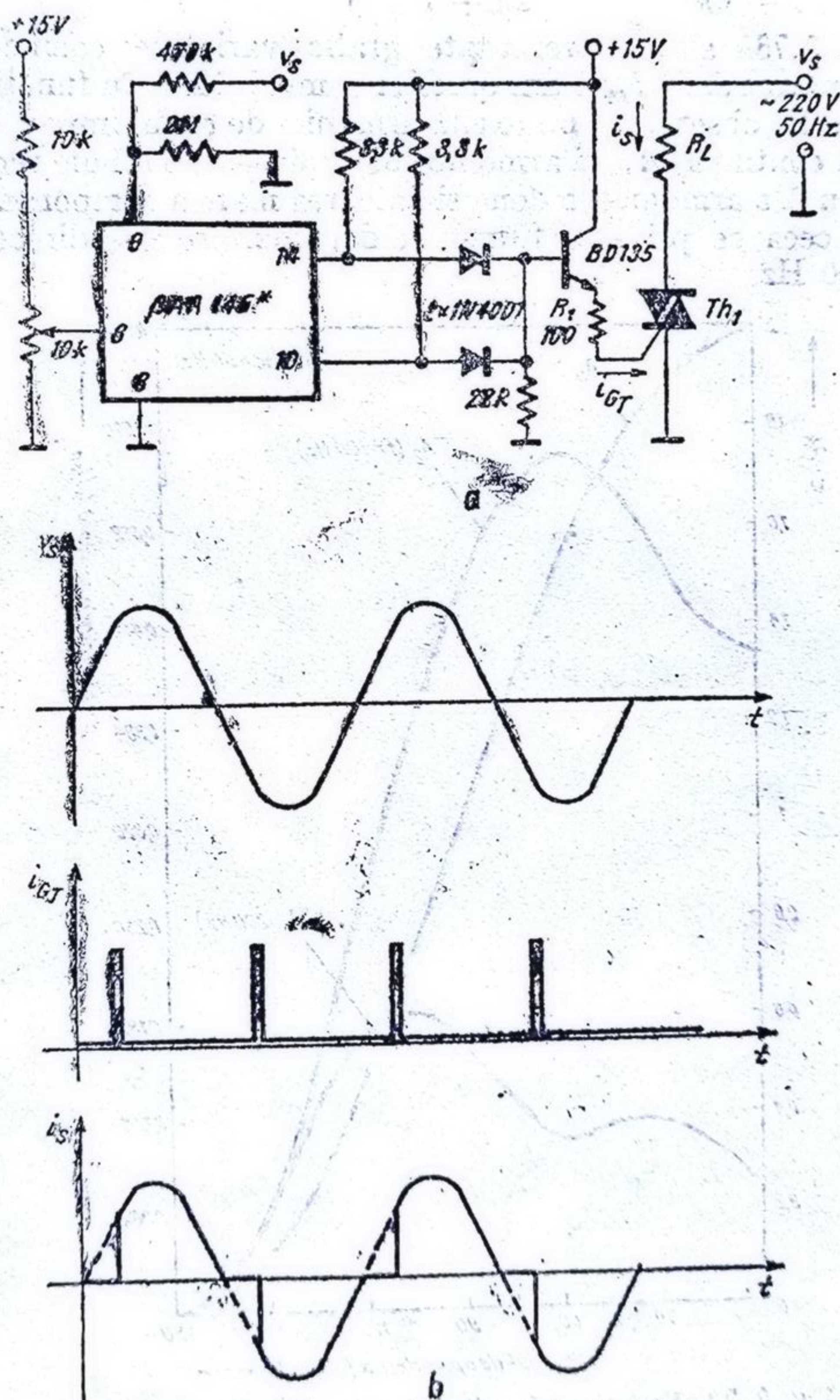


Fig. 2.74. Schema de aplicație și formele de undă pentru comanda unui triac în cadrantul I.

aprinderii tiristorului Th_1 . Formele de undă sînt prezentate în figura 2.74. *b*. Toate problemele legate de puterea maximă disipată în sarcină și generarea de armonici superioare frecvenței de 50 Hz, discutate în § 2.4.2, rămîn valabile

2.4.7. Comanda în cadranul III a unui triac de 6 A

În figura 2.75 este prezentată schema de aplicație care realizează comanda (optimă) a unui triac în cadranul III (vezi figura 2.64). Transformatorul folosit este un transformator de impulsuri cu priză mediană în primar. Formele de undă sînt date în fig. 2.75. b

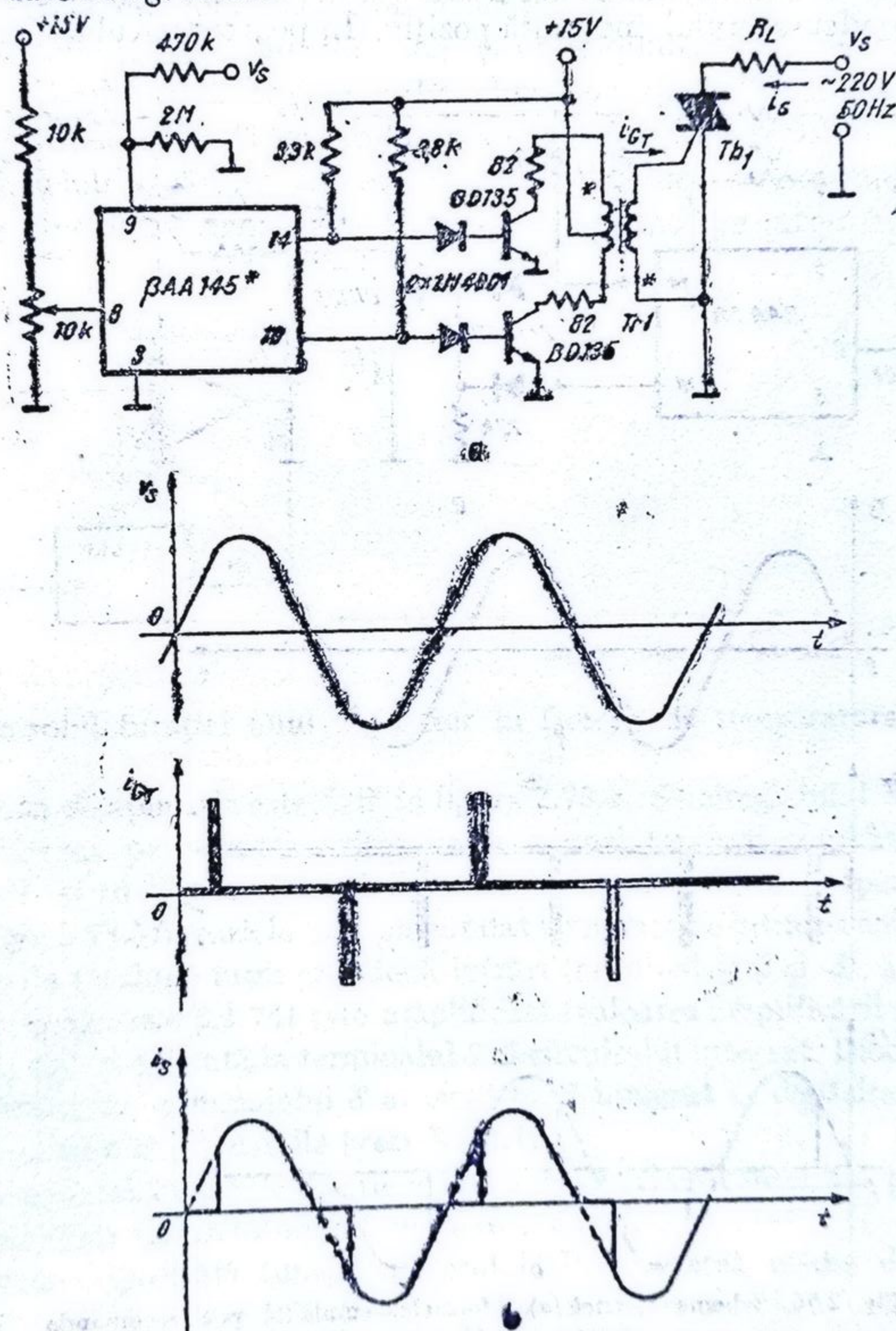


Fig. 2.75. Schema de aplicație și formele de unghi pentru comanda în cadranul III a unui trias

2.4.8. Comanda în cadranul II a unui triac de 6 A

Pentru comanda unui triac în cadranul II sînt necesare (conform convenției adoptate) impulsuri negative de curent de aprindere.

În figura 2.76 este dată schema de aplicație ce permite obținerea acestor impulsuri negative de curent. În timpul în care nu se generează impuls nici pe ieșirea 10 și nici pe ieșirea 14, tranzistorul BD 135 este blocat astfel încît prin rezistențele de $10\text{ k}\Omega$ și $1\text{ k}\Omega$ condensatorul de $0,22\text{ }\mu\text{F}$ se încarcă la o tensiune de aproximativ 15 V în sensul indicat pe figură. Cînd apare impuls pe terminalul 10 sau 14, tranzistorul BD 135 se saturează și pune la masă armătura condensatorului încărcată pozitiv. În poarta triacului apare astfel

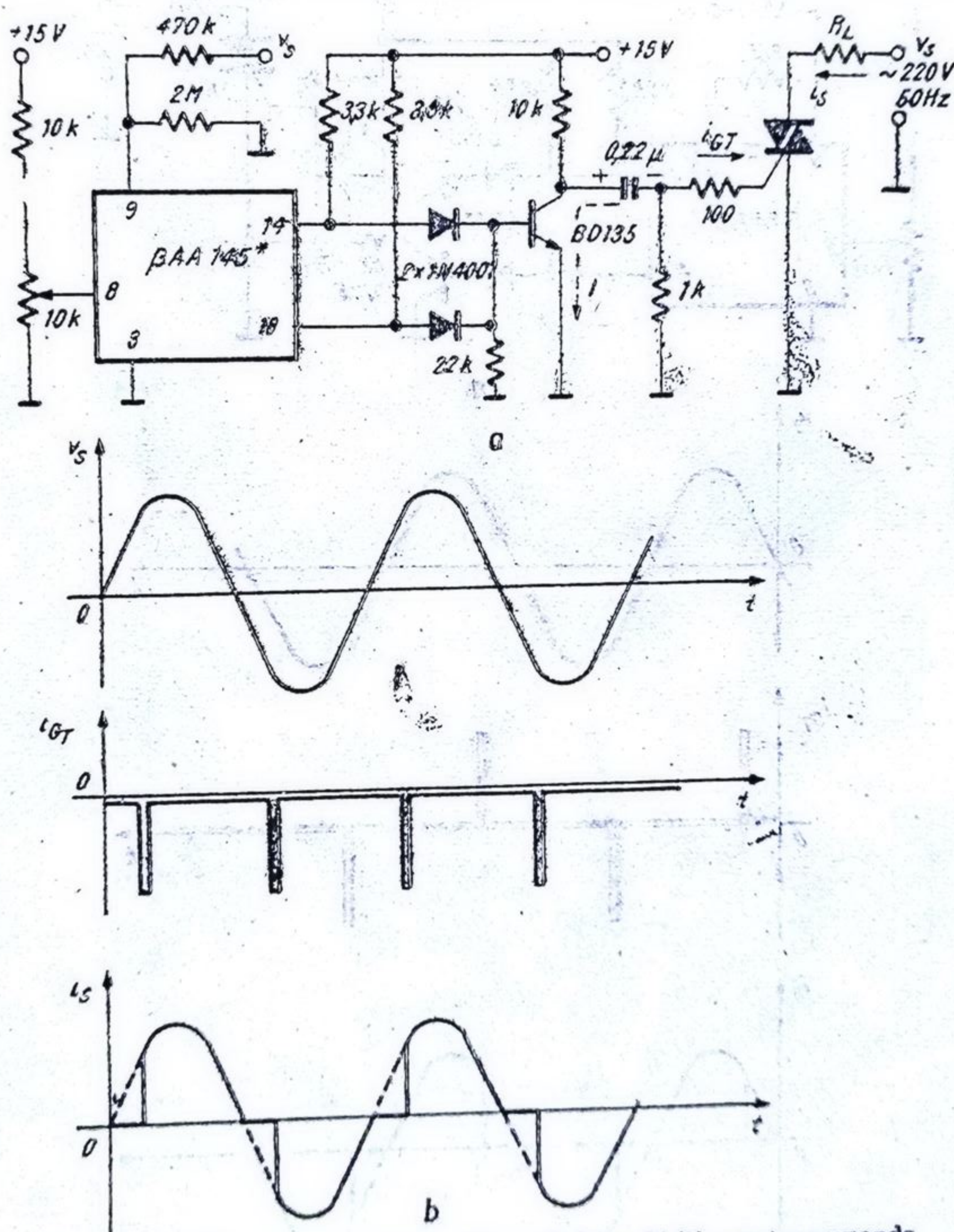


Fig. 2.76. Schema electrică (a), și formele de undă (b), pentru comanda în cadranul II a unui triac

limitat de rezistența de $100\ \Omega$ un puls negativ de curent care constituie impulsul de aprindere. Se observă că acest impuls apare atât pe semialternanța negativă cât și pe cea pozitivă. Formele de undă sînt prezentate în figura 2.76.b.

În toate aplicațiile de mai sus, tensiunea de comandă a unghiului de conducție v_g , s-a obținut cu ajutorul unui potențiometrului de la sursa de $+15\text{ V}$.

În cazul unei stabilizări a puterii în sarcină din circuitul anodic al triacului (tiristorului) comandat, tensiunea v_g trebuie cuprinsă într-o buclă de reacție negativă care mai include un element senzor al mărimii fizice ce trebuie stabilizată (temperatură, turație, etc.) și un amplificator de curent continuu (tensiunea v_g de comandă trebuie să fie o tensiune de c.c.). Figura 2.77 prezintă în principiu această buclă de reacție negativă. Sursa E , reglabilă, servește la alegerea nivelului mărimii fizice de stabilizat. Valoarea tensiunii sursei E constituie nivelul de comparație al tensiunii aplicate pe intrarea inversoare.

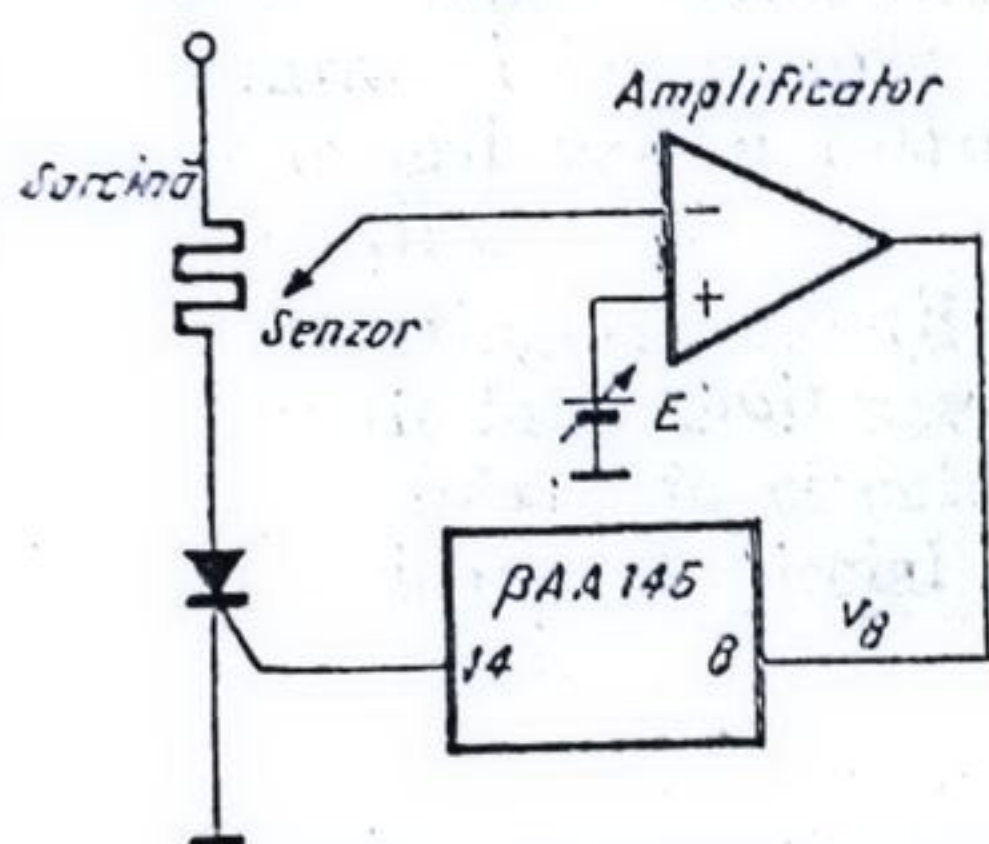


Fig. 2.77. Schema electrică de principiu pentru stabilizarea puterii în sarcină.

2.4.9. Controlul turației unui ventilator în funcție de temperatura ambiantă

Schema de aplicație este dată în figura 2.78.a. Semireglabilul R_2 de $10\text{ k}\Omega$ permite fixarea pe intrarea neinversoare a unei tensiuni continue cuprinse între $7,5\text{ V}$ și 10 V . Termistorul R_1 (a cărui dependență de temperatură este dată în figura 2.78.b) fixează la un moment dat tensiunea pe intrarea neinversoare. Diferența de tensiune între cele două intrări (terminalele 2 și 3) ale amplificatorului operațional $\beta A 741$ este amplificată (valoarea amplificării este determinată de R_3) și aplicată la terminalul 8 al circuitului integrat. Dioda de $7,5\text{ V}$ asigură protecția terminalului 8 al circuitului integrat la depășirea valorilor de tensiune maxim admisibile (vezi § 2.3.1).

Funcționarea buclei de reacție negativă poate fi ușor înțeleasă ținând cont de caracteristica termistorului R_1 din figura 2.78.b.

Dacă n reprezintă turația motorului, P — puterea medie disipată de motor, φ — unghiul de conducție, v_g — tensiunea de comandă a unghiului de conducție, R_1 — rezistența termistorului și θ — temperatura, atunci relațiile

Rezultă imediat:

$$\frac{dn}{d\theta} > 0.$$

Orice creștere a temperaturii ambiante produce creșterea turației motorului fapt care conduce la micșorarea temperaturii. Se asigură în acest fel stabilizarea dorită a temperaturii ambiante.

Semireglabilul R_2 asigură o anumită valoare a tensiunii continue pe terminalul 3 (intrarea neînversoare) a amplificatorului operațional. Atâta timp cât temperatura ambiantă este mare și deci R_1 are o valoare mică (vezi figura 2.78.b), tensiunea continuă pe terminalul 2 (intrarea inversoare) al circuitului $\beta A 741$ este mică și deci:

$$V_3 > V_2.$$

Ieșirea (terminalul 6) circuitului $\beta A 741$ se află la un potențial ridicat și deci tensiunea de comandă v_g a unghiului de conducție este maximă. Unghiul de conducție are, în consecință valoarea sa maximă și deci puterea și turația comandată în motor sînt maxime. Această stare se menține pînă cînd tensiunea v_2 (pe intrarea inversoare) atinge nivelul tensiunii V_3 . Aceasta se obține în urma creșterii valorii rezistenței R_1 a termistorului, ca urmare a creșterii temperaturii θ .

După atingerea valorii V_3 începe lucrul în regim stabilizat conform descrierii făcute la început asupra buclei de reacție negativă. Filtrul format de L_1 și C_2 — folosit în circuitul de sarcină are drept scop suprimarea armonicilor superioare (în special a treia) ce pot fi induse în rețea de comanda în fază a triacului.

2.4.10. Comanda turației unui motor universal

Schema de aplicație pentru comanda și stabilizarea turației unui motor este dată în figura 2.79. Prin intermediul unui tachometru (T) turația motorului (M) este transformată într-o tensiune U_T care este divizată de divizorul R_2, R_3 și aplicată pe intrarea inversoare a amplificatorului $\beta A 741$. Pe intra-

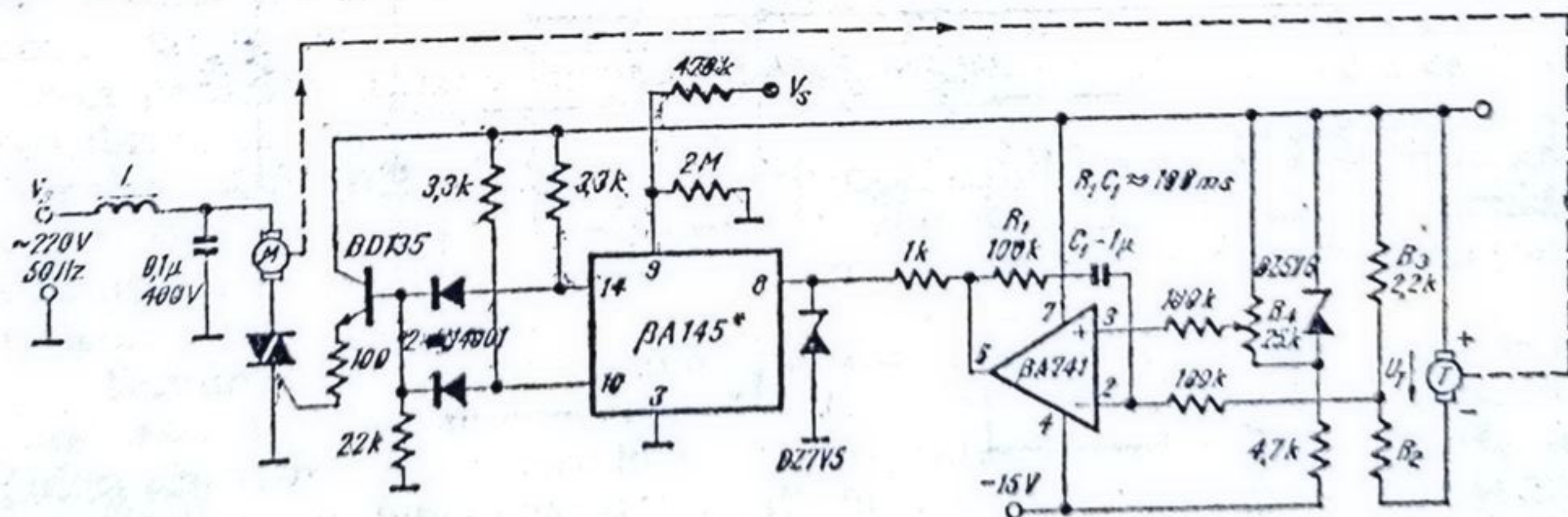


Fig. 2.79. Schema de aplicație pentru comanda vitezei unui motor.

rea neînversoare se aplică prin intermediul unui potențiometrul R_4 , o fracțiune din tensiunea diodei Zener de 5,6 V. Diferența dintre cele două tensiuni este amplificată de circuitul $\beta A 741$. Grupul R_1, C_1 face ca semnalul de ieșire să aibă o constantă de timp de mai multe semiperioade (valoarea $R_1 C_1$ este mare, de ordinul a 100 ms).

Rezistența R_2 se alege astfel încât la turația maximă tensiunea U să provoace pe R_3 o tensiune maximă de 5 V. În acest fel, datorită diodei Zener de 5,6 V, tensiunea v_2 (pe intrarea inversoare) nu va fi depășită niciodată, indiferent de poziția cursorului potențiometrului R_4 , de tensiunea v_3 (pe intrarea neînversoare) și deci ieșirea circuitului $\beta A 741$ nu va trece niciodată în starea „sus” adică nu va fi permisă niciodată o tensiune maximă de comandă a triacului. Valorile uzuale pentru grupul R_1, C_1 sînt $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 1 \mu\text{F}$.

O mare clasă de aplicații a circuitului de comandă a tiristoarelor și triacelor o constituie cele referitoare la contactoarele statice. În continuare se prezintă două aplicații de acest fel.

2.4.11. Punte redresoare monofazică semicomandată

În multe aplicații industriale de putere este nevoie de redresarea tensiunii de rețea și de controlul puterii medii disipate în sarcină. În cazul manipulării unor curenți mari, acest lucru se realizează prin folosirea unei punți redresoare semicomandate (formată din diode și tiristoare). Controlul puterii medii disipate în sarcină se face prin reglajul unghiului de conducție a tiristoarelor.

În figura 2.80 este prezentată o astfel de schemă de aplicație. Pentru o semialternanță a tensiunii de rețea conduc Th_1 și D_2 iar pentru cealaltă Th_2 și D_1 . Formele de undă în sarcină sînt identice cu cele din aplicația prezentată în § 2.4.5 (figura 2.72). Ceea ce se remarcă aici este conectarea împreună a terminalelor 16 ale circuitelor $\beta A A 145^*$ ce generează impulsurile de aprindere

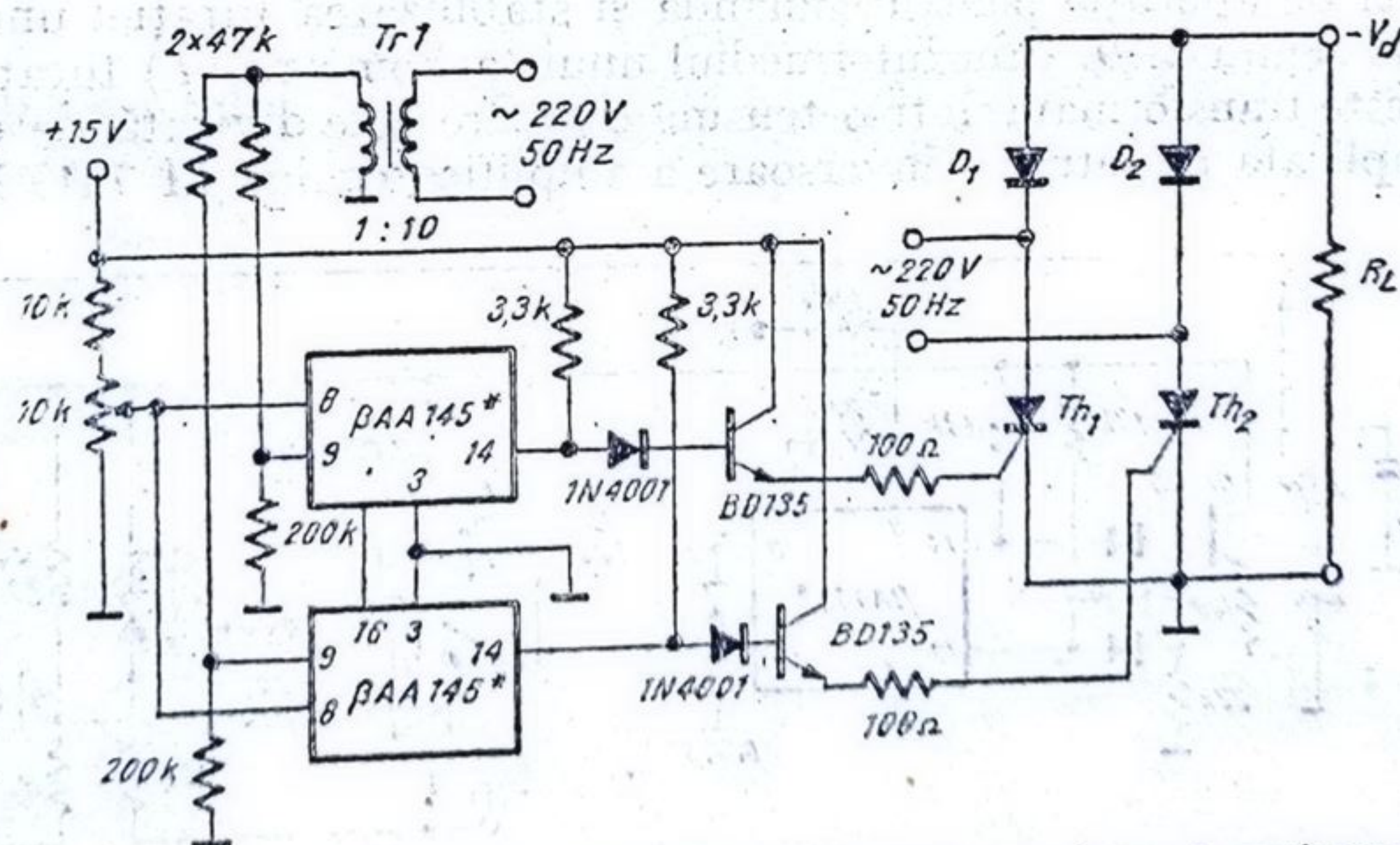


Fig. 2.80. Schema electrică de comandă monofazică a unei punți semicomandate.

pentru tiristoarele Th_1 și Th_2 . Această conectare este necesară pentru asigurarea simetriei unghiurilor de aprindere. Legarea împreună a terminalelor 16 (vezi § 2.2.3) face ca rampele de tensiune ale celor două circuite să fie identice și deci pentru aceeași tensiune de comandă v_g , unghiurile de conducție să fie egale.

4.1 2. Punte redresoare trifazică semicomandată

Schema de aplicație prezentată în figura 2.81. *a* este o extindere a schemei electrice din figura 2.79 pentru o punte trifazică obținându-se astfel o creștere substanțială a puterii în sarcină. Puntea trifazică este formată din diodele D_1 , D_2 , D_3 și tiristoarele Th_1 , Th_2 , Th_3 . Între fazele R, S, T există un defazaj de 120° . (figura 2.81. *b*). Curentul prin sarcina R_L se închide succesiv prin Th_3 și D_2 , apoi prin Th_2 și D_1 și în sfârșit prin Th_1 și D_3 . Circuitele βAA 145 având terminalele 16 legate împreună și o aceeași tensiune de comandă în terminalul 8, deschid tiristoarele la același unghi de conducție (considerat în raport cu fiecare din cele trei tensiuni de rețea). Impulsurile de aprindere vor fi identice ca durată însă defazate în timp cu 6,66 ms (corespunzătoare celor 120°). În sarcină ia naștere o tensiune ca cea din figura 2.81. *c* a cărei formă este puternic dependentă de valoarea unghiului de conducție φ .

O problemă importantă care se pune în cazul aplicațiilor de putere este asigurarea protecției elementului activ comandat (tiristor, triac) la eventualele accidente legate de nefuncționarea corectă a buclei de reacție ce trebuie să asigure stabilizarea puterii în sarcină. Circuitul integrat βAA 145 ce asigură comanda, poate „interpreta” acest accident ca o scădere a puterii în sarcină și în consecință să genereze impulsuri de aprindere cu unghi de conducție din ce în ce mai mare, crescând puterea în sarcină în mod nejustificat și punând în pericol de distrugere termică tiristorul sau triacul comandat. Același efect îl poate avea și un accident în circuitul de răcire al radiatorului unui tiristor de putere, a cărui rezistență termică a crescut și care astfel nu mai poate disipa puterea maximă calculată.

Pentru astfel de accidente există scheme de protecție, separate de bucla de reacție de stabilizare a puterii în sarcină, care acționează la nivelul porții tiristorului, blocând-o atunci când temperatura radiatorului elementului activ comandat, depășește o anumită valoare. În cazul în care blocarea se efectuează direct pe poarta tiristorului, trebuie manipulați curenți mari ceea ce face ca sensibilitatea circuitului de protecție (în cazul în care este un circuit nu prea complex) să fie mică. De aceea circuitele integrate de comandă a tiristoarelor au prevăzut un terminal cu prioritate de blocare a impulsurilor de aprindere. Circuitul are o sensibilitate ridicată deoarece lucrează la curenți mici (caracteristici unui circuit integrat).

Terminalul 6 al circuitului βAA 145 este terminalul cu prioritate de blocare (vezi §2.2.3). Când terminalul 6 este „pus” la tensiunea de alimentare (adică scurtcircuitat cu terminalul 1) generarea impulsurilor pe ambele ieșiri este inhibată. În funcționarea normală în intervalul de timp scurs de la generarea impulsului de nul și pînă la apariția impulsului de aprindere, impedanța de intrare pe terminalul 6 este foarte mare (există numai joncțiuni blocate).

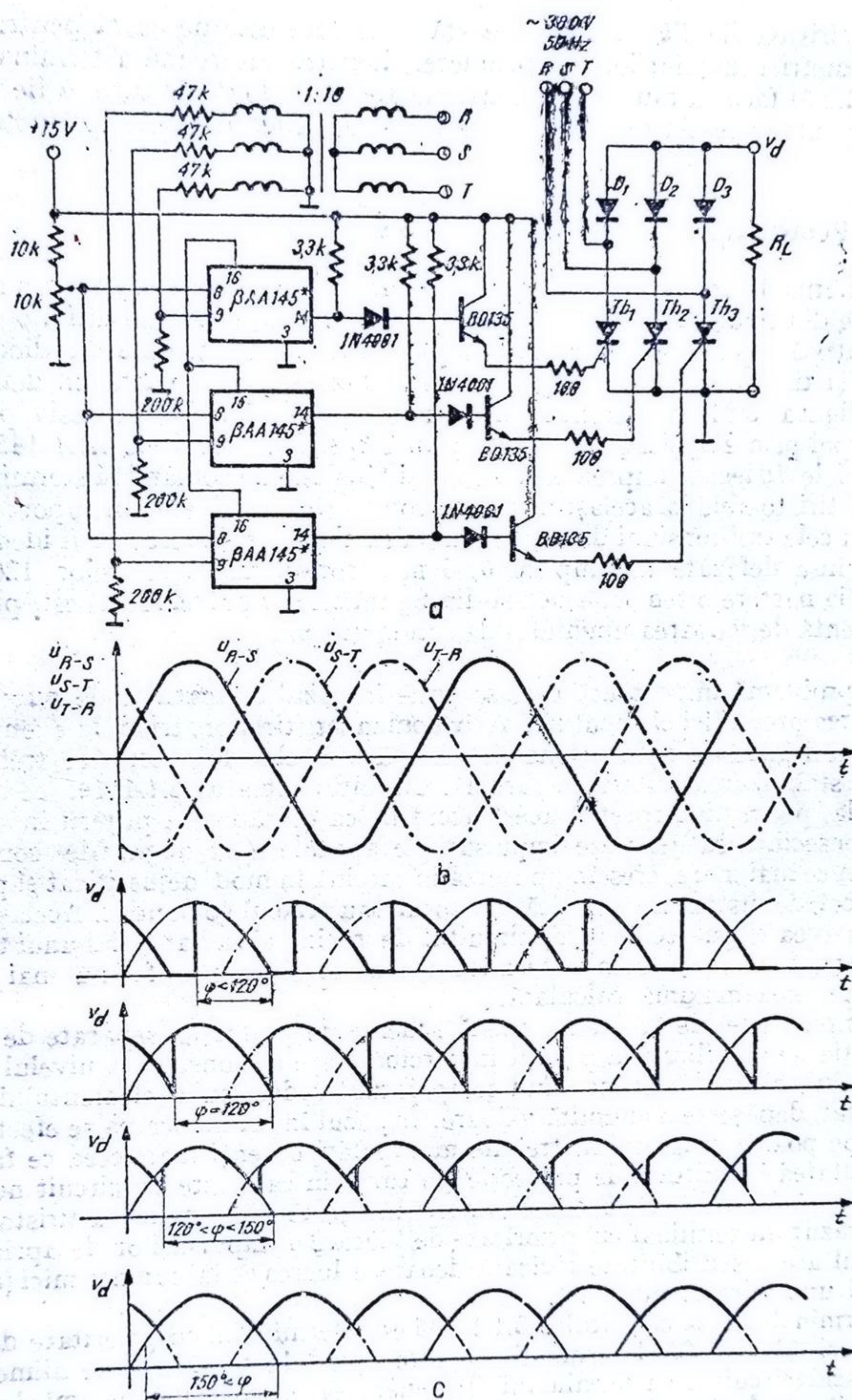


Fig. 2.81. (a) Schema electrică de comandă trifazică a unei punți semicomandate; (b) Formele de undă ale tensiunilor trifazice; (c) Formele de undă ale tensiunii v_d pentru diferite valori ale unghiului de conducție.

Orice schemă de aplicație care folosește terminalul 6 pentru blocarea impulsurilor de aprindere trebuie să respecte această condiție. Dacă nu se ține cont de această condiție este posibil să apară impulsuri de aprindere parazite.

2.4.13. Circuit cu histerezis, pentru protecția la străpungere a elementului de putere comandat

Circuitul prezentat în figura 2.82. *a* realizează protecția triacului Th_1 la creșterea accidentală a temperaturii radiatorului său (deci și a joncțiunilor) peste o valoare limită fixată.

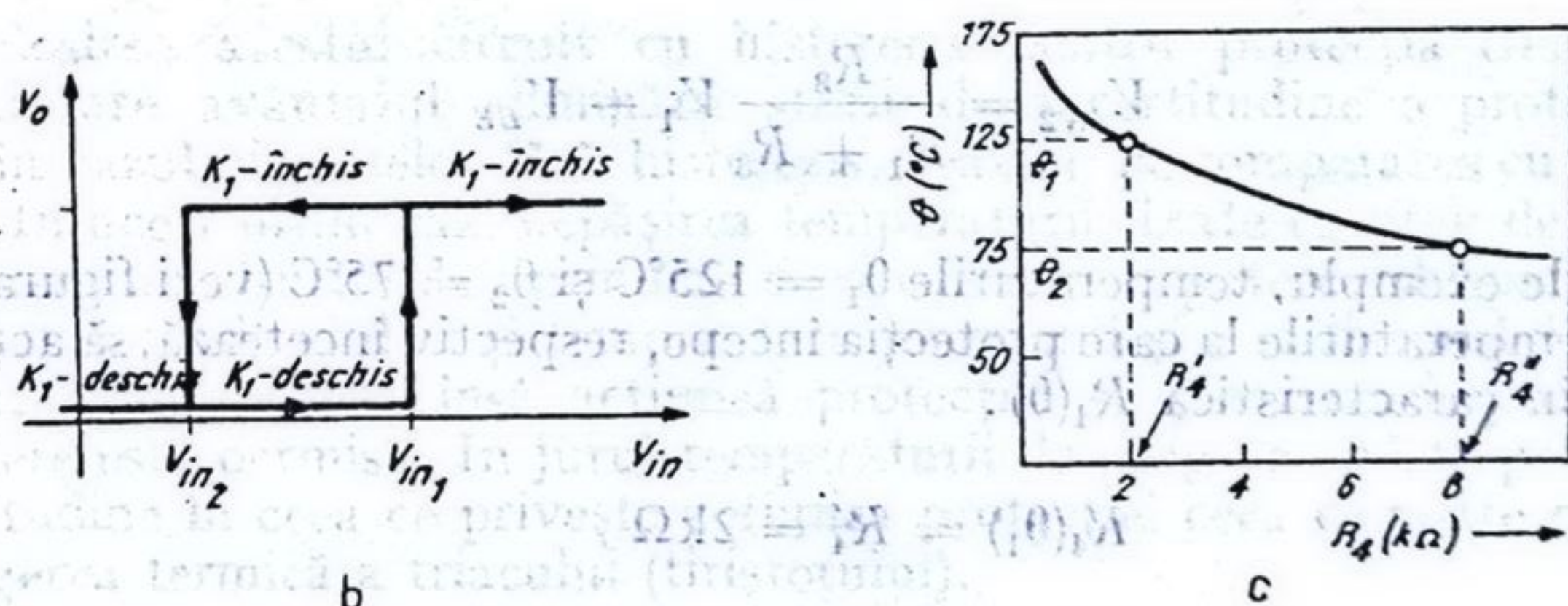
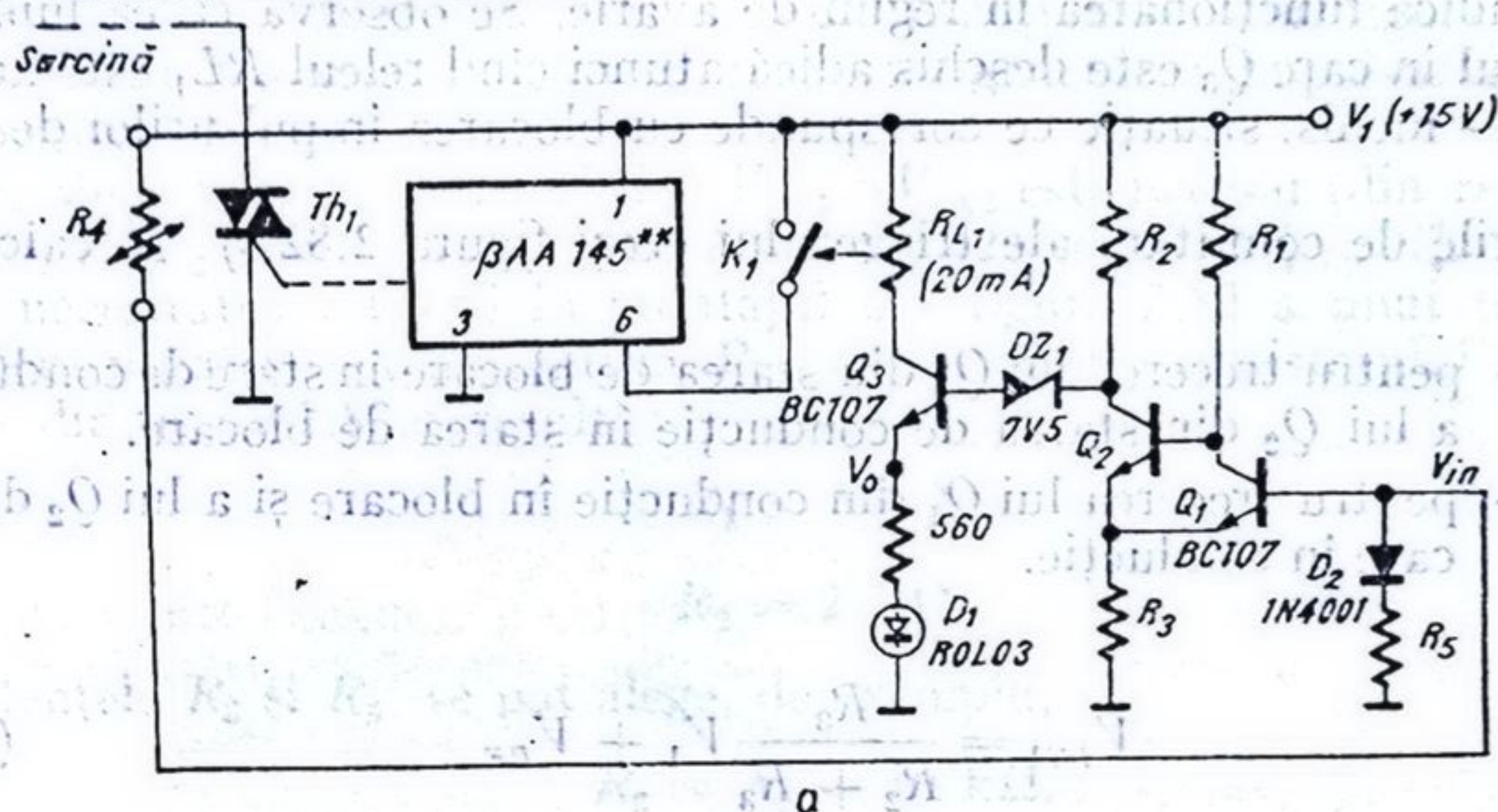


Fig. 2.82. (a) Schema electrică de comandă a unui triac cu asigurarea protecției termice; (b) Funcția de transfer (cu histerezis) a circuitului trigger; (c) Variația cu temperatura a rezistenței termistorului R_4 . (d) Dependența de temperatură a generării impulsurilor de aprindere pentru triac.

Cu 3AA145** s-a notat întreaga schemă electrică de aplicație din figura 2.78.

Comanda de blocare se face cu ajutorul unui contact K_1 închis de releul RL_1 . Acesta este comandat de tranzistorul Q_3 , reprezentînd etajul de ieșire al triggerului. Circuitul cu histerezis (triggerul propriu-zis) este format de tranzistoarele Q_1, Q_2 și rezistoarele R_1, R_2, R_3 . Rezistorul R_4 este de fapt un termistor cu coeficient negativ de temperatură (NTC) de tipul celui folosit în schema descrisă în § 2.4.9. Dioda Zener DZ_1 asigură blocarea fermă a lui Q_3 atunci cînd Q_2 este saturat. Dioda luminescentă D_1 din emitorul lui Q_3 este folosită pentru a indica funcționarea în regim de avarie. Se observă că ea luminează în momentul în care Q_3 este deschis adică atunci cînd releul RL_1 este acționat și deci K_1 — închis, situație ce corespunde cu blocarea impulsurilor de aprindere.

Pragurile de comutare ale triggerului (vezi figura 2.82.b) se calculează astfel:

V_{IN1} — pentru trecerea lui Q_1 din starea de blocare în stare de conducție și a lui Q_2 din starea de conducție în starea de blocare.

V_{IN2} — pentru trecerea lui Q_1 din conducție în blocare și a lui Q_2 din blocare în conducție.

Rezultă:

$$V_{IN1} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_1 + V_{BE} \quad (2.118)$$

$$V_{IN2} = \frac{R_3}{R_1 + R_3} V_1 + V_{BE} \quad (2.119)$$

Alegînd, de exemplu, temperaturile $\theta_1 = 125^\circ\text{C}$ și $\theta_2 = 75^\circ\text{C}$ (vezi figura 2.82.c) ca fiind temperaturile la care protecția începe, respectiv încetează, să acționeze, rezultă din caracteristica $R_4(\theta)$:

$$R_4(\theta_1) = R'_4 = 2\text{ k}\Omega,$$

$$R_4(\theta_2) = R''_4 = 8\text{ k}\Omega.$$

Pragurile de comutare ale triggerului, fixate de relațiile 2.118, 2.119 sînt determinate de divizorul format de R_4, R_5 . Pragul V_{IN1} , corespunzător temperaturii θ_1 (vezi fig. 2.82.d), este determinat de R_5 și R'_4 , iar V_{IN2} , de R_5 și R''_4 . Deci:

$$V_{IN1} = \frac{R_5}{R_5 + R'_4} V_D \quad (2.120)$$

$$V_{IN2} = \frac{R_5}{R_5 + R''_4} V_D \quad (2.121)$$

Dioda D_2 nu este absolut necesară. Introducerea ei în circuit simplifică însă foarte mult relațiile de proiectare ale triggerului după cum se poate vedea comparând (2.118) cu (2.120) și (2.119) cu (2.121). O soluție imediată este:

$$R_5 = R_3,$$

$$R_2 = R'_4,$$

$$R_1 = R''_4.$$

Se obține în final caracteristica de funcționare din figura 2.82.d în care *OFF* și *ON* semnifică oprirea, respectiv generarea, impulsurilor de aprindere pentru triacul Th_1 .

Se observă că pentru a obține $V_{IN1} > V_{IN2}$ este necesar (din relațiile 2.118 și 2.119) ca $R_2 < R_1$. Din relațiile 2.120 și 2.121 rezultă $R'_4 < R''_4$. Se justifică astfel necesitatea folosirii în montajul din figura 2.82 a unui termistor cu coeficient negativ de temperatură. Pentru exemplul termistorului cu caracteristica din figura 2.82.c rezultă:

$$R_1 = 8 \text{ k}\Omega,$$

$$R_2 = 2 \text{ k}\Omega.$$

Rezistențele R_3 și R_5 se pot alege, de exemplu,

$$R_3 = R_5 = 10 \text{ k}\Omega.$$

Folosirea acestui circuit cu histerezis pentru protecția triacului (tiristorului) are avantajul eliminării stării de incertitudine a protecției care apare în cazul circuitelor fără histerezis, (bazate pe compararea cu un singur prag). În acest ultim caz, depășirea temperaturii fixate ca prag de protecție, blochează impulsurile de aprindere ceea ce face ca puterea disipată pe triac (tiristor) să scadă și deci și temperatura joncțiunii și a radiatorului. Scăderea temperaturii anulează însă acțiunea protecției și generarea impulsurilor de aprindere este permisă. În jurul temperaturii de prag va exista permanent o incertitudine în ceea ce privește acțiunea protecției ceea ce poate conduce la distrugerea termică a triacului (tiristorului).

2.4.14. Circuit cu acțiune gradată pentru protecția la străpungere a elementului de putere comandat

Circuitul de protecție prezentat anterior în § 2.4.13, deși are histerezis nu elimină complet problema apariției unor supracreșteri ale puterii (temperaturii) disipate pe elementul de putere comandat.

Această caracteristică este dată de faptul că blocarea sau deblocarea generării impulsurilor este condiționată de depășirea sau nu a unor praguri de putere disipată (temperatură) fixate. Prin aceasta, comanda, de tipul *ON-OFF* (vezi figura 2.82.d) conduce la un regim cu supracreșteri ale puterii (temperaturii) în funcție de timp (vezi figura 2.83).

Dacă protecția acționează gradat, în funcție de apropierea sau depărtarea de limitele fixate, acest regim de supracreșteri se poate reduce simțitor. O ase-

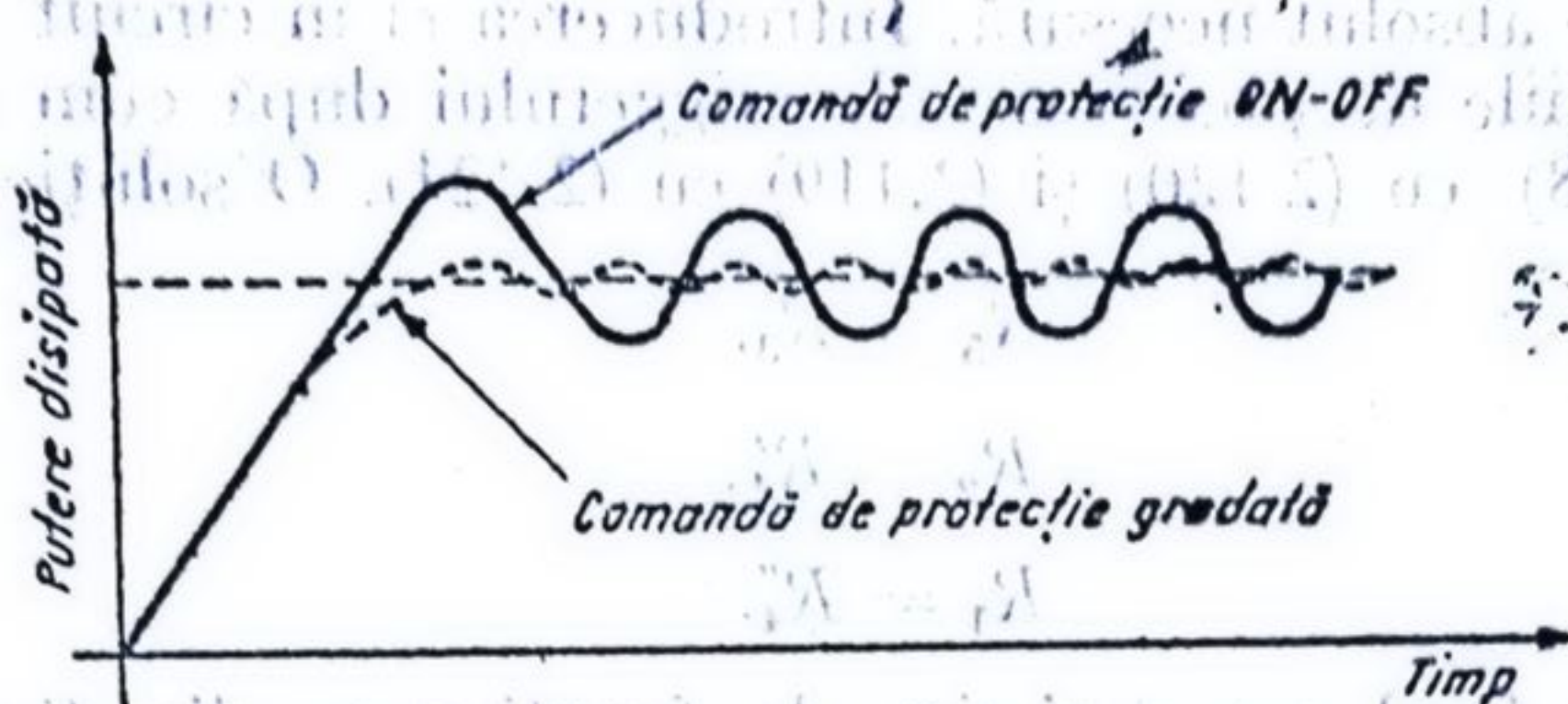


Fig. 2.83. Graficele stabilizării în timp a puterii disipate pentru cele două tipuri de protecții: ON-OFF și gradată.

menea acțiune gradată constă nu în oprirea sau generarea de impulsuri de aprindere la depășirea unor praguri ci de reducere sau creștere a intensității comenzii pe măsură ce temperatura se apropie sau nu de limitele periculoase. Figura 2.83 prezintă cu linie punctată un astfel de regim de funcționare. În cazul circuitului $\beta A A 145$ folosit în montajul de mai jos, această variație a intensității comenzii se va realiza prin modificarea unghiului de conducție a triacului comandat în funcție de regimul termic sesizat.

În figura 2.84 este dată schema de aplicație a comenzii triacului T_1 cu protecție termică cu acțiune gradată. (Notăția $\beta A A 145^{**}$ desemnează mon-

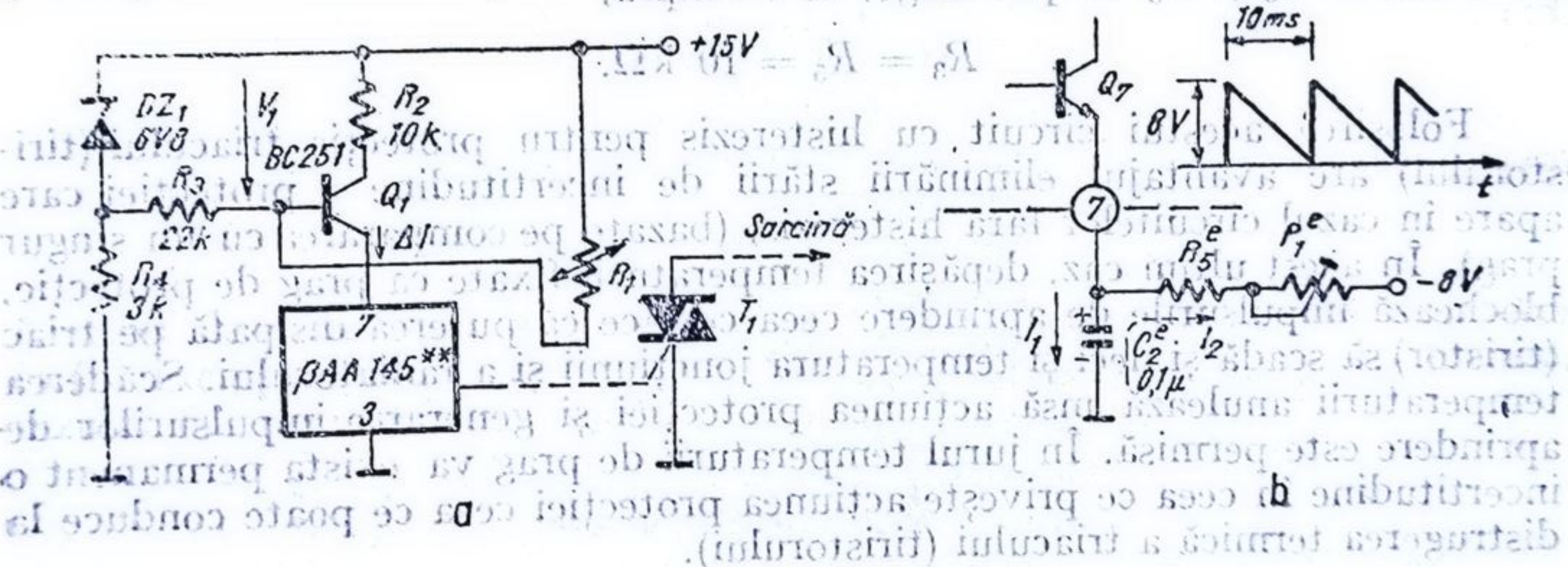


Fig. 2.84. (a) Schema electrică de protecție termică, cu acțiune gradată; (b) Configurația electrică uzuală la terminalul 7; (c) Configurația electrică la terminalul 7 pentru protecție gradată; (d) Dependența rezistenței termistorului R_1 de temperatură.

tajul din figura 2.74). Se remarcă prezența unui circuit format din tranzistorul Q_1 , dioda Zener DZ_1 , rezistoarele R_2 , R_3 , R_4 și termistorul cu coeficient pozitiv de temperatură (PTC), ce acționează asupra terminalului 7 al circuitului integrat. Pe acest terminal, după cum se știe se obține o rampă de tensiune cu panta controlată de grupul C_2 , R_5 , P_1 (vezi § 2.2.3). În figura 2.84.b este reluată configurația de schemă electrică de la terminalul 7 al circuitului βAA 145. Impulsul de nul deschide tranzistorul intern Q_7 care încarcă rapid printr-un curent I_1 de aproximativ 50 mA, condensatorul C_2 la o tensiune de aproximativ 8 V. După ce impulsul de nul se termină, (proces ce durează câteva zeci de μs) tranzistorul Q_7 se blochează și C_2 se descarcă de la +8V la -8V cu un curent I_2 prin rezistorul $R_5 + P_1$, generînd rampa de tensiune. Panta acestei rampe este foarte importantă pentru valoarea unghiului de conducție (vezi §2.2.3). Creșterea pantei, la o valoare fixă a tensiunii de comandă v_s , produce o scădere a unghiului de conducție (vezi §2.2.3)

Pe acest efect se bazează ideea circuitului de protecție propus. Introducerea unui generator de curent ΔI , dependent de temperatură, în terminalul 7 (ca în figura 2.84.c) are ca efect micșorarea curentului de descărcare (de la I_2 în figura 2.84.b la I'_2 în figura 2.84.c) a capacității C_2 și în consecință la micșorarea pantei rampei de tensiune și deci la micșorarea unghiului de conducție al triacului comandat. Dacă ΔI crește cu temperatura atunci efectul este cel căutat: creșterea temperaturii determină creșterea pantei rampei și deci micșorarea unghiului de conducție adică micșorarea puterii disipate în unitatea de timp. Pe măsură ce temperatura joncțiunii triacului T_1 crește, puterea disipată pe fiecare semiperioadă a tensiunii de rețea scade. Se obține astfel regimul ilustrat de curba punctată din figura 2.83.

Mai trebuie remarcat că acest curent ΔI , care nu apare decît atunci cînd se depășește o temperatură prestabilită a joncțiunii triacului T_1 , are o valoare mică (0 ... 100 μA) și deci nu influențează regimul de încărcare a lui C_2 (curentul de încărcare I_1 fiind de aproximativ 60 mA).

Schema electrică a generatorului de curent ΔI , dependent de temperatură este cea prezentată în figura 2.84.a. Se observă că:

$$\begin{aligned}\Delta I &= (V_1 - V_{BE}) \frac{1}{R_2}, \\ V_1 &= \frac{R_1(0)}{R_1(0) + R_3} V_z, \\ \Delta I &= \frac{V_z}{R_2} \frac{R_1(0)}{R_1(0) + R_3} - \frac{V_{BE}}{R_2}.\end{aligned}\quad (2.123)$$

■ Să admitem că $R_1(0)$ are variația din figura 2.84.d în care temperaturile critice alese sînt: $\theta_1 = 80^\circ C$ — temperatura de atenționare (de la care începe să funcționeze circuitul de protecție), $\theta_2 = 120^\circ C$ — temperatura maxim admi-

sibilă pentru joncțiunea triacului protejat (la care generarea impulsurilor de aprindere încetează). Este deci necesar ca:

$$\Delta I = 0 \quad \theta \leq \theta_1 \quad (2.124)$$

$$\Delta I = I_{Max} \quad \theta \geq \theta_2$$

Din (2.123) și (2.124) rezultă:

$$V_Z \frac{R_1(\theta_1)}{R_1(\theta_1) + R_3} - V_{BE} = 0 \quad (2.125)$$

sau

$$R_3 = R_1(\theta_1) \left[\frac{V_Z}{V_{BE}} - 1 \right] \quad (2.126)$$

Valoarea lui I_{Max} din (2.124) se poate calcula ușor (vezi figura 2.84.c); I_{Max} este acel curent ΔI care nu mai permite capacității C_2 să se descarce ($I_2 = 0$). Deci, tensiunea pe capacitatea C_2 este constantă și are valoarea de +8V (fixată intern). Grupul $R_5 + P_1$ are valoarea uzuală de 160 kΩ care asigură panta optimă (vezi §2.2.3). Deci:

$$I_{Max} = \frac{8 + 8}{160} \text{ mA} = 0,1 \text{ mA} \quad (2.127)$$

Din (2.124) și (2.123) rezultă:

$$I_{Max} = \frac{1}{R_2} \left[V_Z \frac{R_1(\theta_2)}{R_1(\theta_2) + R_3} - V_{EE} \right] \quad (2.128)$$

Din (2.126) și (2.128) se obține:

$$R_2 = \frac{1}{I_{Max}} \left[V_Z \frac{R_1(\theta_2)}{R_1(\theta_2) + R_1(\theta_1) \left(\frac{V_Z}{V_{BE}} - 1 \right)} - V_{BE} \right] \quad (2.129)$$

Relațiile 2.126 și 2.129 permit alegerea valorilor R_2 și R_3 în funcție de dependența de temperatură a termistorului R_1 .

Rezistorul R_4 are sarcina să polarizeze dioda Zener DZ_1 . Cu o diodă Zener de 6,8 V și o rezistență de polarizare de 3 kΩ, folosind curba $R_1(\theta)$ din figura 2.84. d pentru temperaturile critice $\theta_1 = 80^\circ\text{C}$ și $\theta_2 = 120^\circ\text{C}$ rezultă aplicând relațiile anterioare:

$$R_3 = 22 \text{ k}\Omega,$$

$$R_2 = 10 \text{ k}\Omega.$$

Cu circuitul din figura 2.84.a, pentru diverse valori ale rezistenței R_1 s-a obținut o variație a rampei de tensiune ca aceea din figura 2.85. Rezultă că schema de aplicație descrisă mai sus realizează o conversie $\phi(\theta)$ ca aceea din figura 2.86.

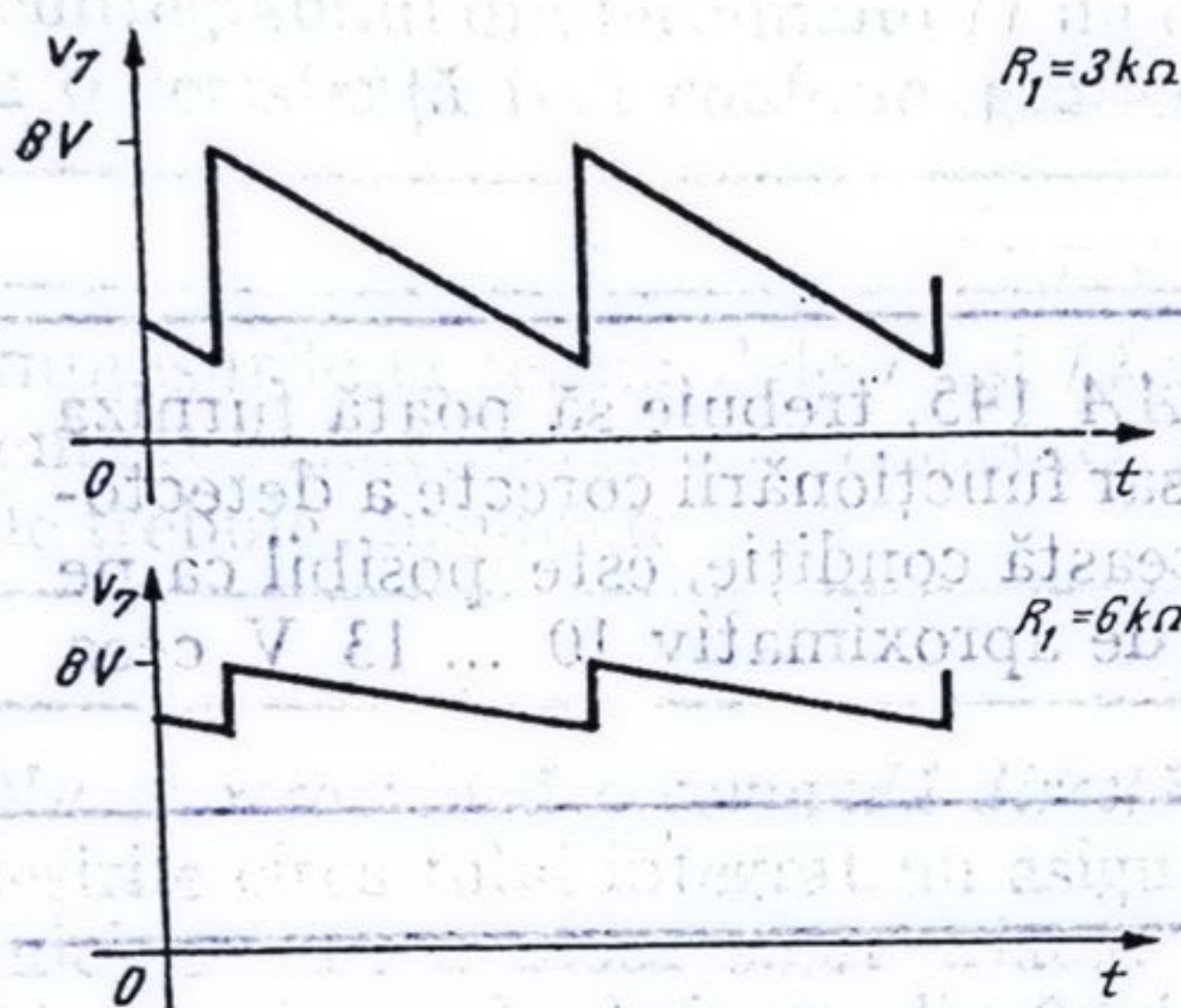
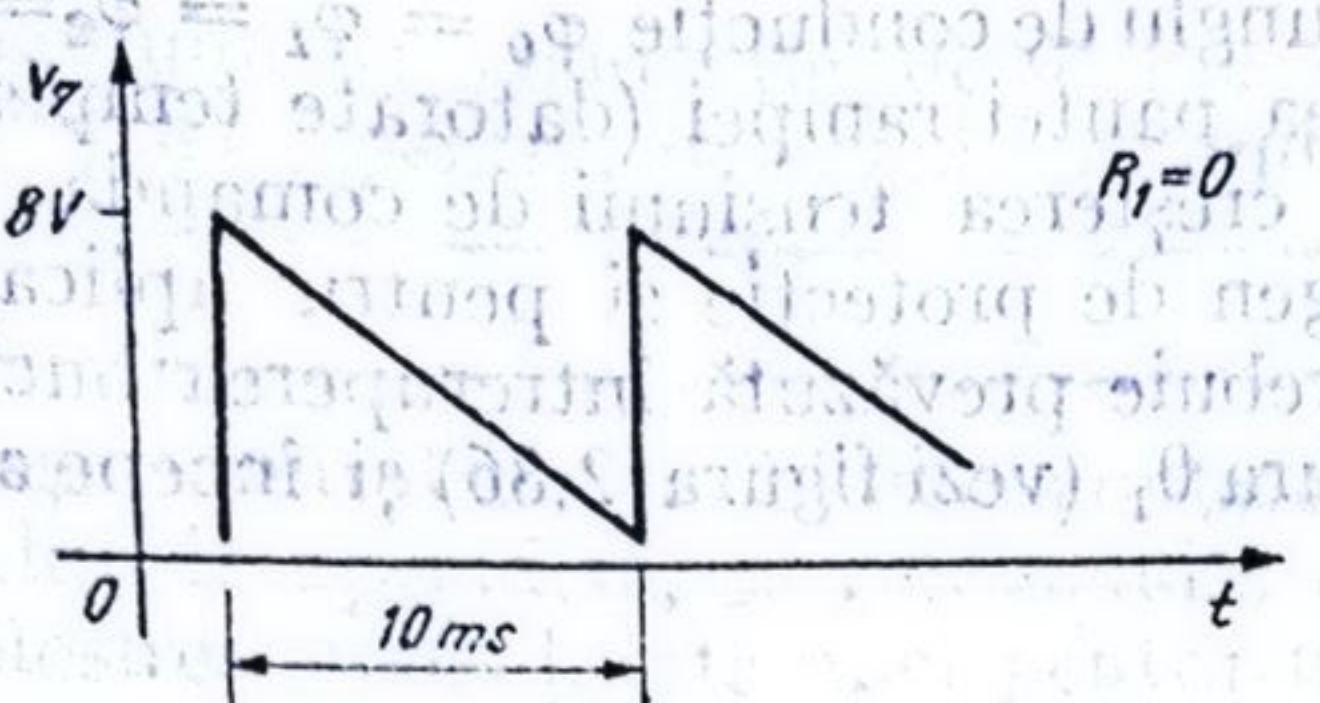


Fig. 2.85. Variația rampei de tensiune în funcție de rezistența R_1 .

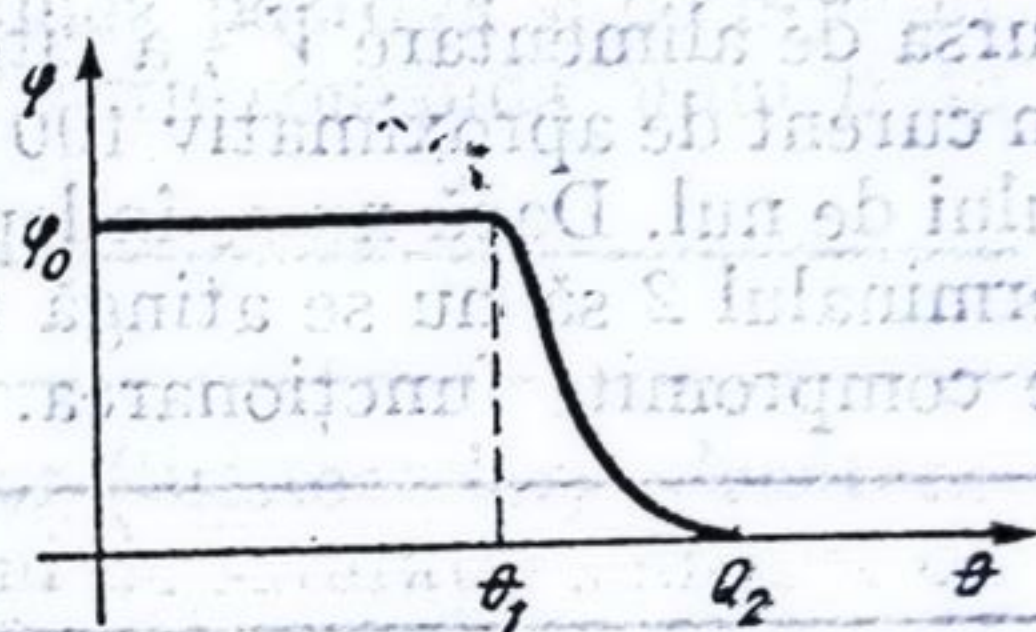


Fig. 2.86. Variația unghiului de conducție în funcție de temperatura joncțiunii triacului.

Trebuie remarcat că este absolut necesar ca tensiunea de comandă pe terminalul 8 să fie fixă. Dacă tensiunea de comandă v_8 este prinsă într-o buclă de reacție negativă pentru stabilizare, atunci protecția de mai sus nu mai poate fi folosită deoarece circuitul nu și-ar mai atinge niciodată un punct de funcționare. Într-adevăr bucla de protecție termică a triacului ar micșora unghiul de conducție (prin creșterea pantei de tensiune) ceea ce ar duce și la micșorarea puterii disipate în sarcină. Aceasta ar avea ca efect, prin acțiunea buclei de stabilizare a puterii în sarcină, creșterea tensiunii de comandă v_8 , pentru mărirea unghiului de conducție φ . Din nou triacul disipă o putere mare și bucla de protecție mărește și mai mult panta rampei, etc. Figura 2.87 ilustrează

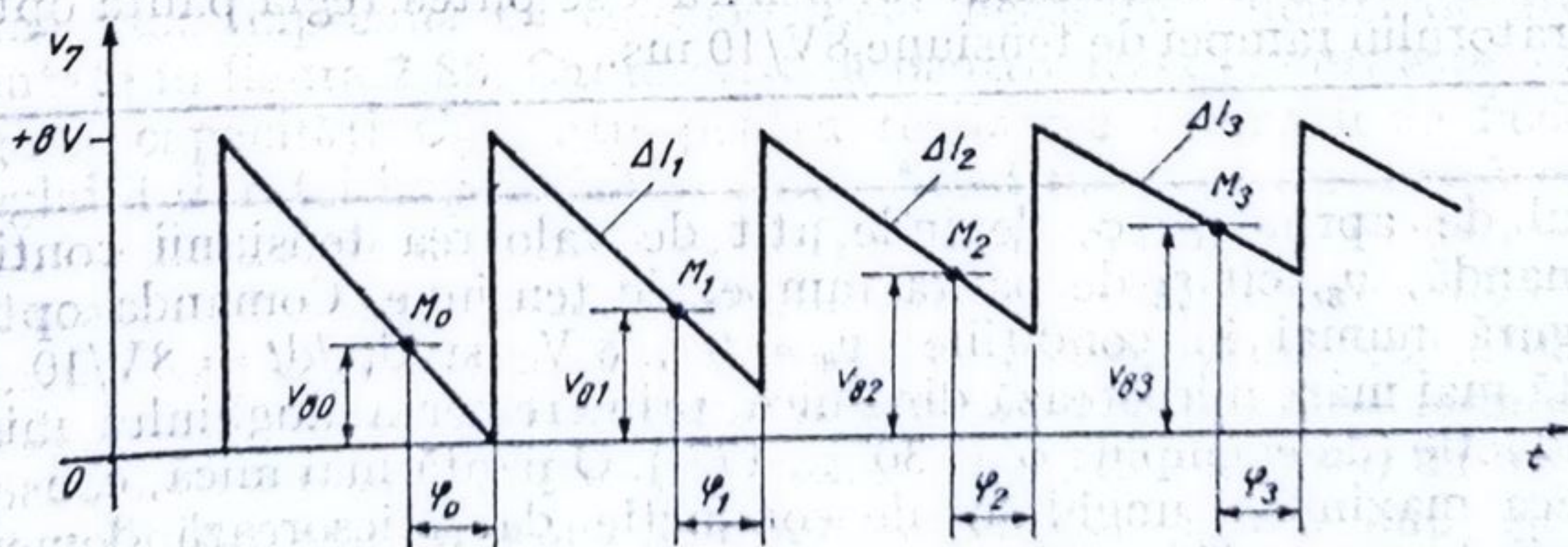


Fig. 2.87. Modificarea punctului de funcționare M în cazul existenței ambelor bucle de reacție.

acest fenomen. Pentru obținerea aceluiași unghi de conducție $\varphi_0 = \varphi_1 = \varphi_2 = \varphi_3$ necesar stabilizării în sarcină, la creșterea pantei rampei (datorate temperaturii triacului) bucla de reacție produce creșterea tensiunii de comandă v_g .

Este posibil să se folosească acest gen de protecție și pentru aplicații cu stabilizare de putere în sarcină dar trebuie prevăzută întreruperea buclei de reacție atunci când se atinge temperatura θ_1 (vezi figura 2.86) și începe acțiunea buclei de protecție.

2.5. De reținut pentru utilizare

Sursa de alimentare V^+ , a circuitului β AA 145, trebuie să poată furniza un curent de aproximativ 100 mA necesar funcționării corecte a detectorului de nul. Dacă nu se îndeplinește această condiție, este posibil ca pe terminalul 2 să nu se atingă tensiunea de aproximativ 10 ... 13 V ceea ce compromite funcționarea.

Divizorul rezistiv, pe intrarea de sincronizare, are un rol foarte important pentru viteza de trecere prin zero a tensiunii alternative de rețea. De această viteză depinde funcționarea la parametrii optimi ai circuitului. Divizorul folosit în majoritatea aplicațiilor, 470 k Ω /2M Ω asigură performanțele optime în cazul sincronizării directe cu rețeaua de c.a. Dacă sincronizarea se face prin intermediul unui transformator de impulsuri (deci la o tensiune de c.a. cu amplitudine mai mică decât a rețelei de c.a.) trebuie respectate două condiții:

— curentul necesar de sincronizare, i_0 , să fie cuprins între 0,4 și 0,7 mA;

— $R_1^e/R_2^e \ll 22$,

Schema de aplicație are absolută nevoie de prezența unui semireglabil între terminalul 7 și terminalul 15. pentru a se putea regla panta optimă a generatorului rampei de tensiune 8V/10 ms.

Unghiul de aprindere φ , depinde atât de valoarea tensiunii continue de comandă, v_g , cât și de panta rampei de tensiune. Comanda optimă se asigură numai în condițiile: $v_g = 0 \dots 8$ V și $dv_g/dt = 8$ V/10 ms. O pantă mai mare micșorează dinamica, prin creșterea unghiului minim de conducție (de exemplu: $\varphi = 30^\circ \dots 177^\circ$). O pantă mai mică, conservă dinamica maximă a unghiului de conducție dar micșorează domeniul tensiunii de comandă v_g prin creșterea valorii minime a lui v_g necesară

unghiului de conducție de 0° (de exemplu v_g trebuie să varieze între 3V și 8V pentru un unghi de conducție cuprins între 0° și 177°)

Deși circuitul are posibilitatea obținerii unei valori mari a duratei impulsului de aprindere, se recomandă, ori de câte ori aceasta este posibil, folosirea unor durate mici pentru impulsul de aprindere ($\Delta t \leq 0,6$ ms). Semireglabilul din terminalul 11 nu este absolut necesar. Se poate înlocui cu o rezistență fixă conform graficelor ce-l determină pe Δt .

Impulsurile la terminalele 10 și 14 sînt amîndouă pozitive și corespund semialternanței *negative* respectiv *pozitive*. Pentru comanda unui triac ele trebuie „însulate”.

Nu se recomandă o comandă directă a triacelor (tiristoarelor) deoarece ieșirile circuitului integrat nu asigură tensiuni de saturație suficient de mici pentru a bloca sigur triacul (tiristorul) comandat. De remarcat că tranzistoarele de ieșire din $\beta 44$ 145 pot absorbi chiar și un curent de 100 mA.

2.6. Alte circuite

2.6.1. Circuitul TEA 1007 (AEG-TELEFUNKEN)

- Este un circuit cu comandă prin fază
- Se alimentează direct de la rețeaua de c.a.
- Curentul de aprindere furnizat este de $+150$ mA
- Are protecție la scurtcircuit
- Are detector de curent nul
- Generează impulsuri cu o durată reglabilă de 10 ... 60 μ s.

Schema bloc împreună cu componentele necesare schemei de aplicație sînt prezentate în figura 2.88. Caracteristică pentru acest circuit este folosirea unei singure capacități $C_{\phi 1}$, atît pentru realizarea comenzii de fază cît și pentru reglajul duratei impulsului generat. Acest lucru se realizează cu ajutorul a două generatoare de curent I_ϕ și I_t (vezi figura 2.88). Fiecare impuls de nul, descarcă prin intermediul comutatorului K , capacitatea $C_{\phi 1}$. După acest moment, $C_{\phi 1}$ începe să se încarce cu un curent constant generat de I_ϕ și reglat din $R_{\phi 1}$ (acesta este de fapt reglajul de fază). Tensiunea pe terminalul 7 este comparată cu o tensiune fixă (tensiunea de control a fazei) de pe terminalul 6. Egalitatea acestor două tensiuni provoacă apariția impulsului de aprindere pe terminalul 2, intrarea în funcțiune a generatorului I_t (al cărui

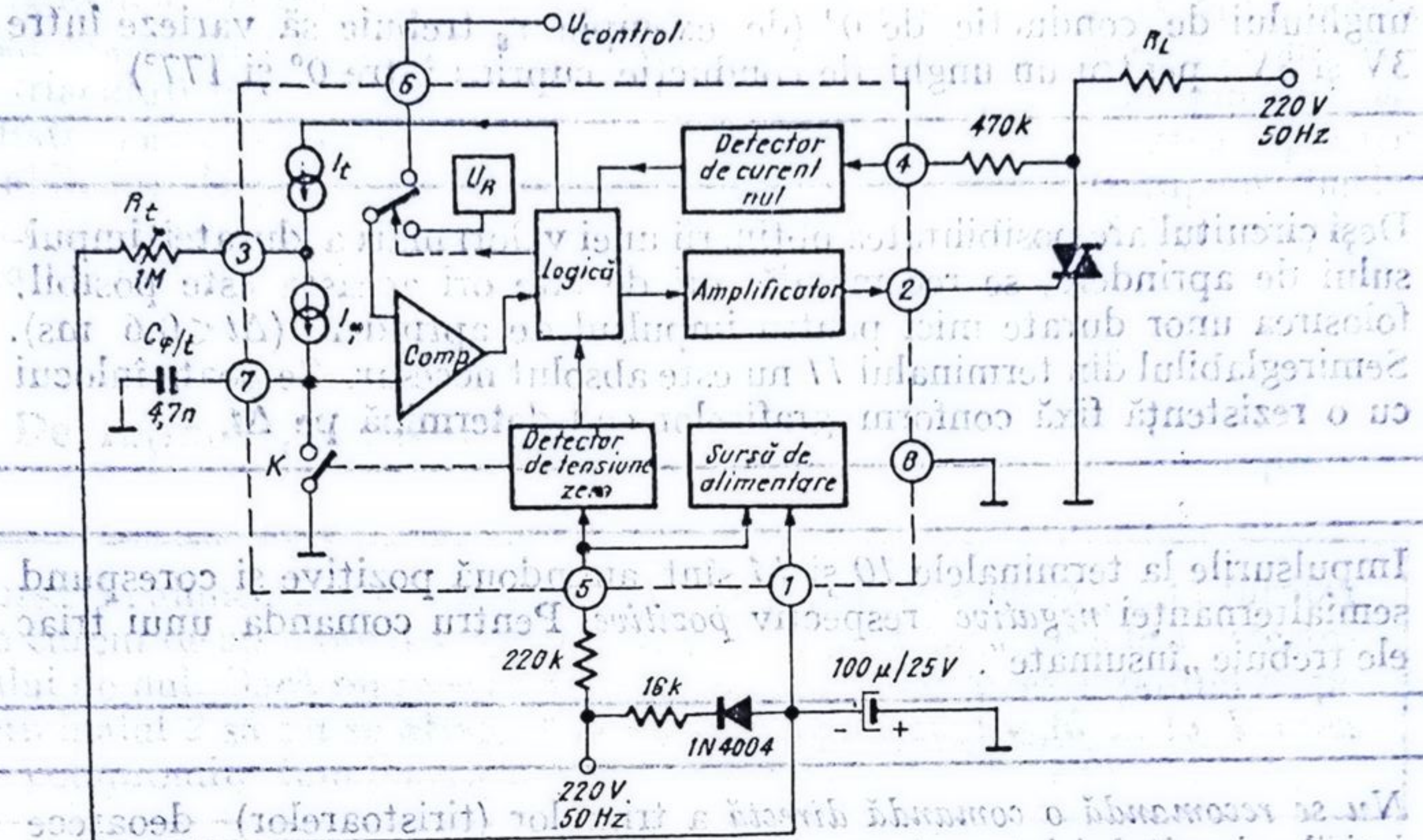


Fig. 2.88. Schema bloc a circuitului TEA 1007.

curent se însumează cu I_{ϕ} și trecerea intrării comparatorului pe o tensiune internă U_R . Condensatorul $C_{\phi/t}$ continuă să se încarce cu un curent $I_{\phi} + I_r$ pînă la nivelul de tensiune U_R , cînd apare un nou impuls la ieșirea comparatorului. Acesta constituie sfîrșitul duratei impulsului de aprindere pe terminalul 2 și provoacă aducerea în starea inițială a tuturor etajelor circuitului.

În schema bloc se mai constată existența unui etaj de detecție a momentului scăderii curentului anodic sub valoarea curentului de menținere al triacului. De fapt detectorul „constată” creșterea tensiunii anodice a triacului și numai după acest moment permite circuitului să funcționeze conform celor descrise anterior adică să genereze impulsuri de aprindere. Această precauție este deosebit de utilă atunci cînd triacul lucrează pe sarcini inductive care „întîrzie” momentul anulării curentului anodic față de momentul anulării tensiunii alternative a rețelei industriale. Fără detectorul de curent nul este posibilă generarea impulsurilor de aprindere după anularea tensiunii alternative (conform funcționării descrise anterior) dar înaintea anulării curentului anodic. Aceste impulsuri rămîn fără efect și astfel sarcina din circuitul anodic al triacului „pierde” puterea corespunzătoare unei semialternanțe.

2.6.2. Circuitul U 106BS (AEG-TELEFUNKEN)

- Este un circuit cu comandă prin zero cu referință fixă sau variabilă
- Se alimentează direct de la rețeaua de c.a.
- Generează impulsuri de aprindere de — 250 mA
- Are protecție la scurtcircuit.

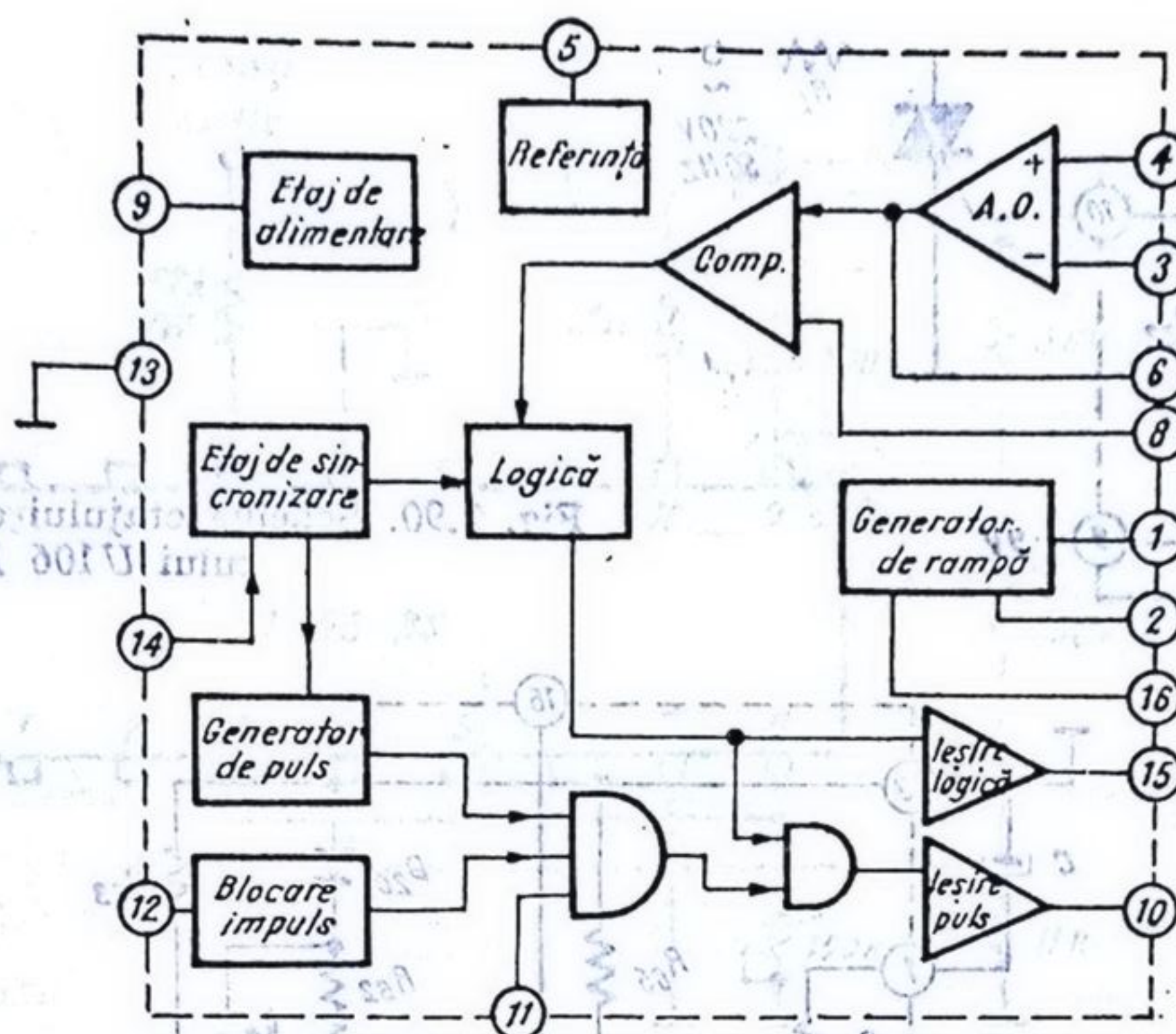


Fig. 2.89. Schema bloc a circuitului U106 BS

- Poate furniza curent continuu de aprindere
- Are posibilitatea blocării generării impulsurilor
- Durata impulsurilor este de $100 \dots 200/\mu s$.

Schema bloc a circuitului este prezentată în figura 2.89. Funcționarea atât cu referință fixă cât și cu referință liniar variabilă este posibilă prin folosirea opțională a generatorului de rampă de tensiune (cu o perioadă tipică de 10 s). Generarea impulsului de aprindere se produce în momentul basculării comparatorului care are o intrare accesibilă din exterior (terminalul 8) și cealaltă intrare legată intern la ieșirea unui amplificator care la rândul lui are ambele intrări accesibile din exterior (terminalele 3 și 4). Aceasta face ca sensibilitatea circuitului să crească foarte mult putându-se genera impulsuri de aprindere chiar pentru variații ale tensiunii de sensor v_s (vezi § 2.1) de ordinul milivoltilor.

În figura 2.90 este prezentat etajul de ieșire de tip Darlington, care furnizează curentul de aprindere de -250 mA . Grupul de diode D_1-D_3 și rezistența R_{41} limitează valoarea de scurtcircuit a curentului de poartă. În figura 2.91.a este prezentat generatorul rampei de tensiune. Funcționarea lui se poate urmări pe schema simplificată din figura 2.91.b unde tiristorul Th_1 înlocuiește grupul de tranzistoare Q_{55}, Q_{56} . Nu s-a mai figurat grupul Q_{52}, Q_{53} cu rol de etaj de ieșire de impedanță mică pentru generatorul de rampă. Grupul R_{61}, D_{19}, Q_{54} are rolul de blocare a impulsurilor de aprindere prin

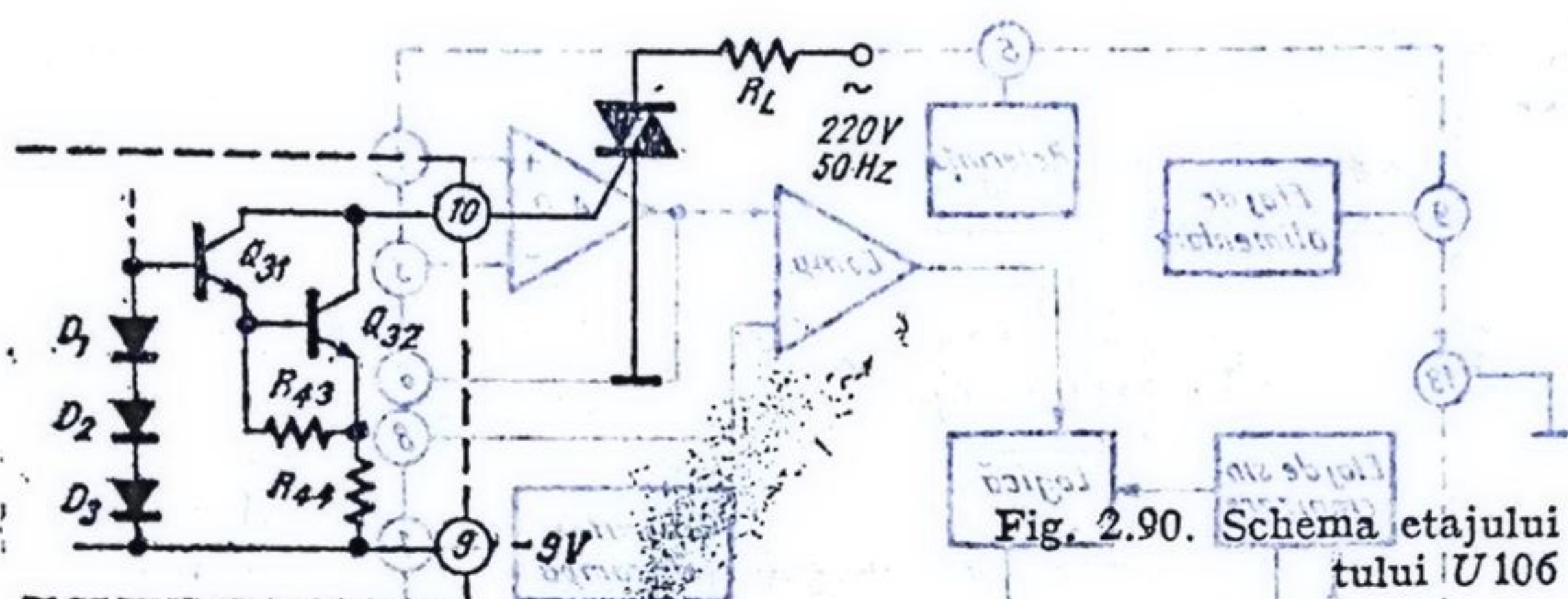


Fig. 2.90. Schema etajului de ieșire al circuitului U106 BS

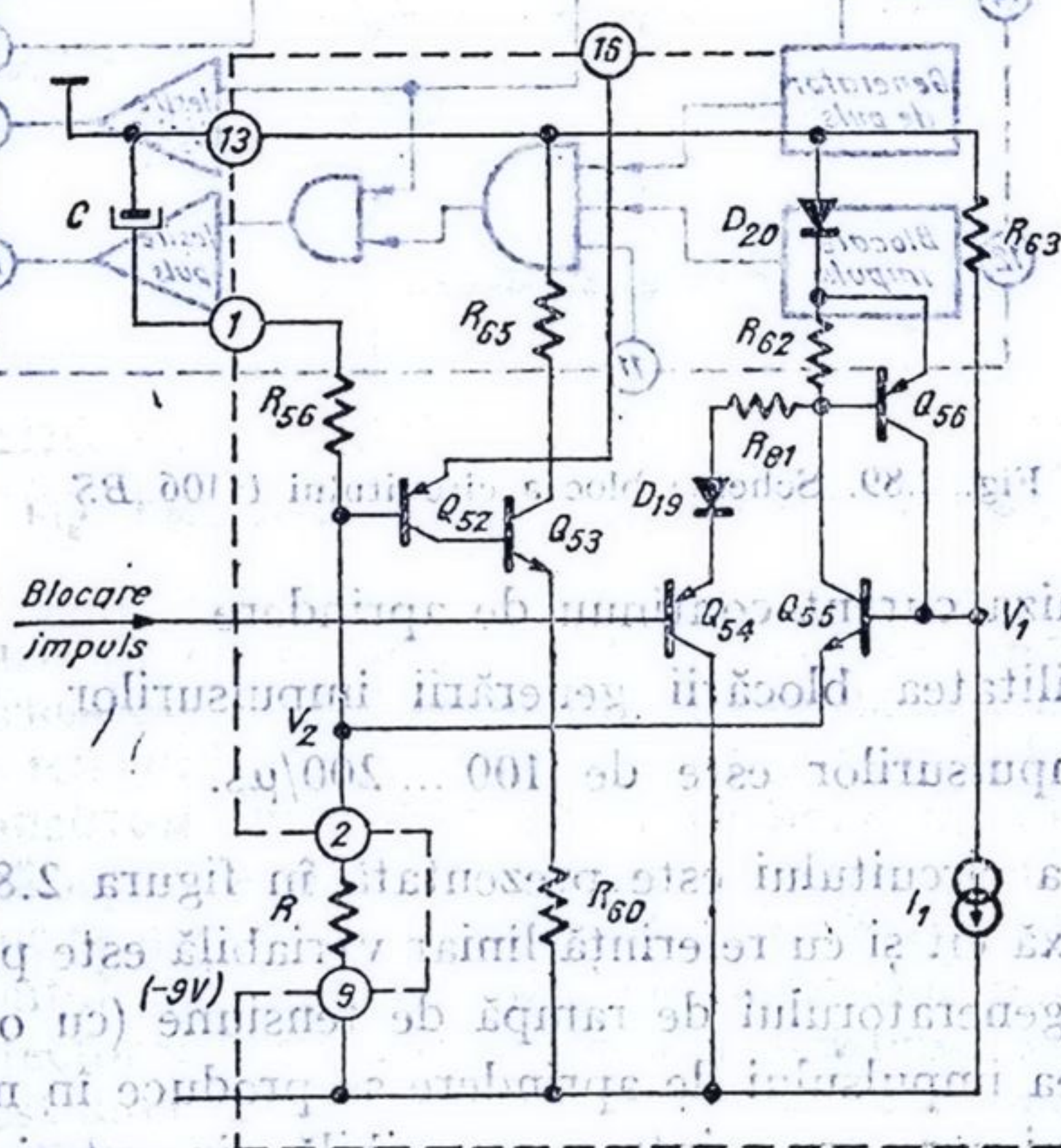


Fig. 2.91. Schema electrică și funcționarea generatorului rampei de tensiune din circuitul U106 BS. (a) Schema electrică a generatorului rampei de tensiune (b). Schema simplificată a rampei de tensiune. (c) Forma de undă pe terminalul 16.

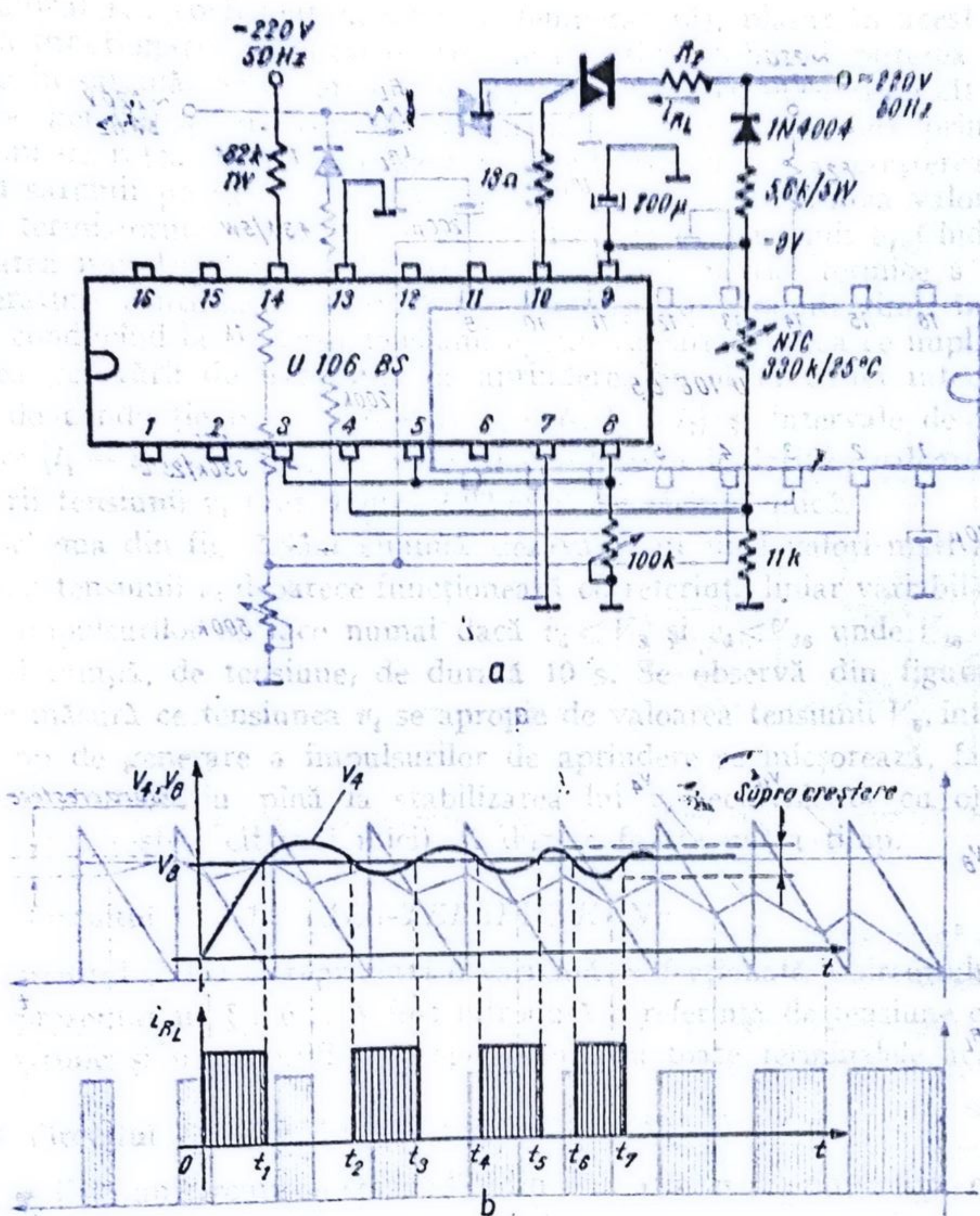


Fig. 2.92. Schema de aplicație pentru funcționarea cu referință fixă. (a) Schema electrică de aplicație. (b) Formele de undă caracteristice.

amorsarea tiristorului Th_1 pe poarta G_1 . Prin încărcarea condensatorului extern C (prin R_{56} și rezistența externă R), tensiunea V_2 scade sub valoarea tensiunii V_1 (stabilită intern de R_{63} și generatorul de curent constant I_1). Aceasta produce amorsarea tiristorului Th_1 și condensatorul C se descarcă prin tiristor. Rezistența de descărcare este însă acum mult mai mică decât rezistența de încărcare ($R_{56} + R$); ca urmare descărcarea este mult mai rapidă decât încărcarea. Tensiunea finală pe condensator este de aproximativ $-1,2$ V. Tensiunea V_2 crește rapid și în momentul în care condensatorul

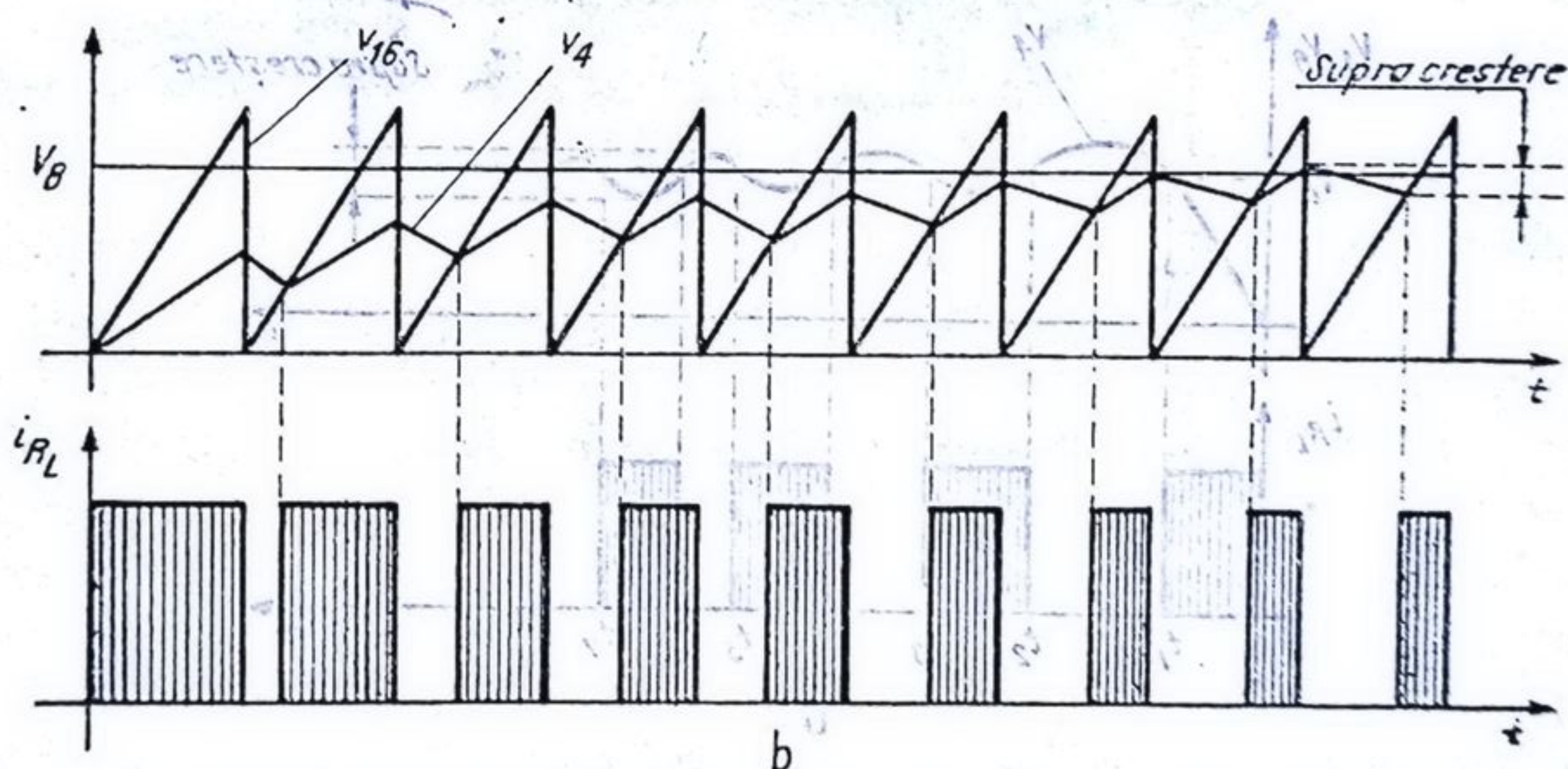
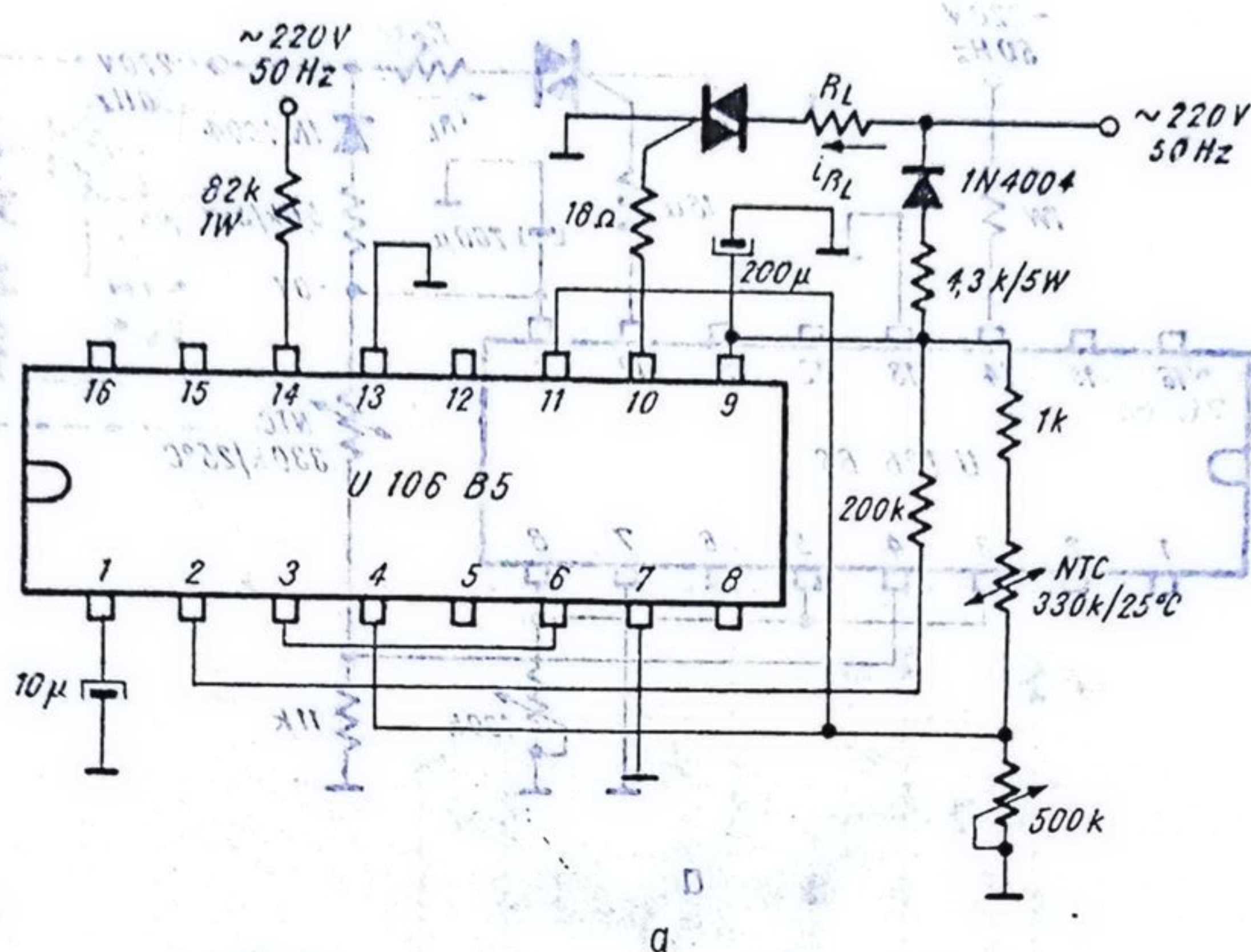


Fig. 2.93. Schema de aplicatie pentru functionarea cu referinta variabila. (a) Schema de aplicatie (b) Formele de unda caracteristice.

s-a descărcat tiristorul se blochează deoarece curentul anodic a scăzut sub valoarea curentului de menținere. Deoarece tensiunea pe poartă este acum negativă, procesul descris anterior se reia, obținându-se pe terminalul 16 forma de undă din figura 2.91.c. Ea constituie referința liniar-variabilă (vezi §2.1).

Schema de aplicatie pentru functionarea cu referință fixă este prezentată în figura 2.92.a. Generarea impulsurilor se face ori de câte ori $V_s > v_4$. Se observă că v_4 se obține prin divizarea tensiunii stabilizate $V_9 (\approx V - 9V)$.

Termistorul (cu coeficient *negativ* de temperatură), plasat în acest divizor, asigură funcționarea în bucla de reacție negativă stabilind puterea (temperatura) în sarcină. Se observă (vezi figura 2.92.b) că atâta timp cât $v_4 < V_8$, are loc generarea impulsurilor de aprindere la fiecare trecere prin zero a tensiunii de rețea. Generarea acestor impulsuri conduce la creșterea temperaturii sarcinii pe care se disipă puterea și deci la micșorarea valorii rezistenței termistorului ceea ce are ca efect creșterea tensiunii v_4 . Când $v_4 > V_8$, generarea impulsurilor este blocată dar datorită inerției termice a sarcinii, temperatura continuă să crească și abia după un anumit timp începe să scadă conducând la scăderea tensiunii v_4 sub valoarea V_8 ceea ce implică reînceperea generării de impulsuri de aprindere. Se obțin astfel intervale de timp de conducție ($0 - t_1$, $t_2 - t_3$, $t_4 - t_5$, $t_6 - t_7$) și intervale de timp de blocare ($t_1 - t_2$, $t_3 - t_4$, $t_5 - t_6$) ale triacului. Este de dorit ca valoarea supracreșterii tensiunii v_4 (vezi figura 2.92.b) să fie cât mai mică.

Schema din fig. 2.93.a elimină dezavantajul unei valori mari a supracreșterii tensiunii v_4 deoarece funcționează cu referință liniar variabilă. Generarea impulsurilor se face numai dacă $v_4 < V_8$ și $v_4 < V_{16}$ unde V_{16} este un semnal rampă, de tensiune, de durată 10 s. Se observă din figura 2.93.b că, pe măsură ce tensiunea v_4 se apropie de valoarea tensiunii V_8 , intervalele de timp de generare a impulsurilor de aprindere se micșorează, făcând ca regimul tranzitoriu până la stabilizarea lui v_4 (echivalentă cu obținerea unei supracreșteri cât mai mici) să dureze foarte puțin timp.

2.6.3. Circuitul U 111B (AEG-TELEFUNKEN)

Circuitul U 111 B reprezintă o variantă perfecționată a circuitului TE4 1007 prezentat în § 2.6.1. A fost introdusă o referință de tensiune compensată termic și un amplificator operațional cu toate terminalele accesibile.

2.6.4. Circuitul U 217B (AEG-TELEFUNKEN)

- Este un circuit de comandă prin zero atât cu referință fixă cât și cu referință variabilă.
- Se alimentează direct de la rețeaua de ca. 230 V.
- Generează impulsuri de ~ 100 mA.
- Ieșirea are protecție la scurtcircuit.

Schema bloc, împreună cu cea de aplicație pentru un controlor de temperatură, este dată în figura 2.94. Funcționarea în cele două moduri de comandă prin zero se face prin conectarea sau neconectarea generatorului de rampă la intrarea neinversoare a comparatorului (terminalul 4). Funcționarea generatorului de rampă sincronizat de tensiunea de rețea se poate

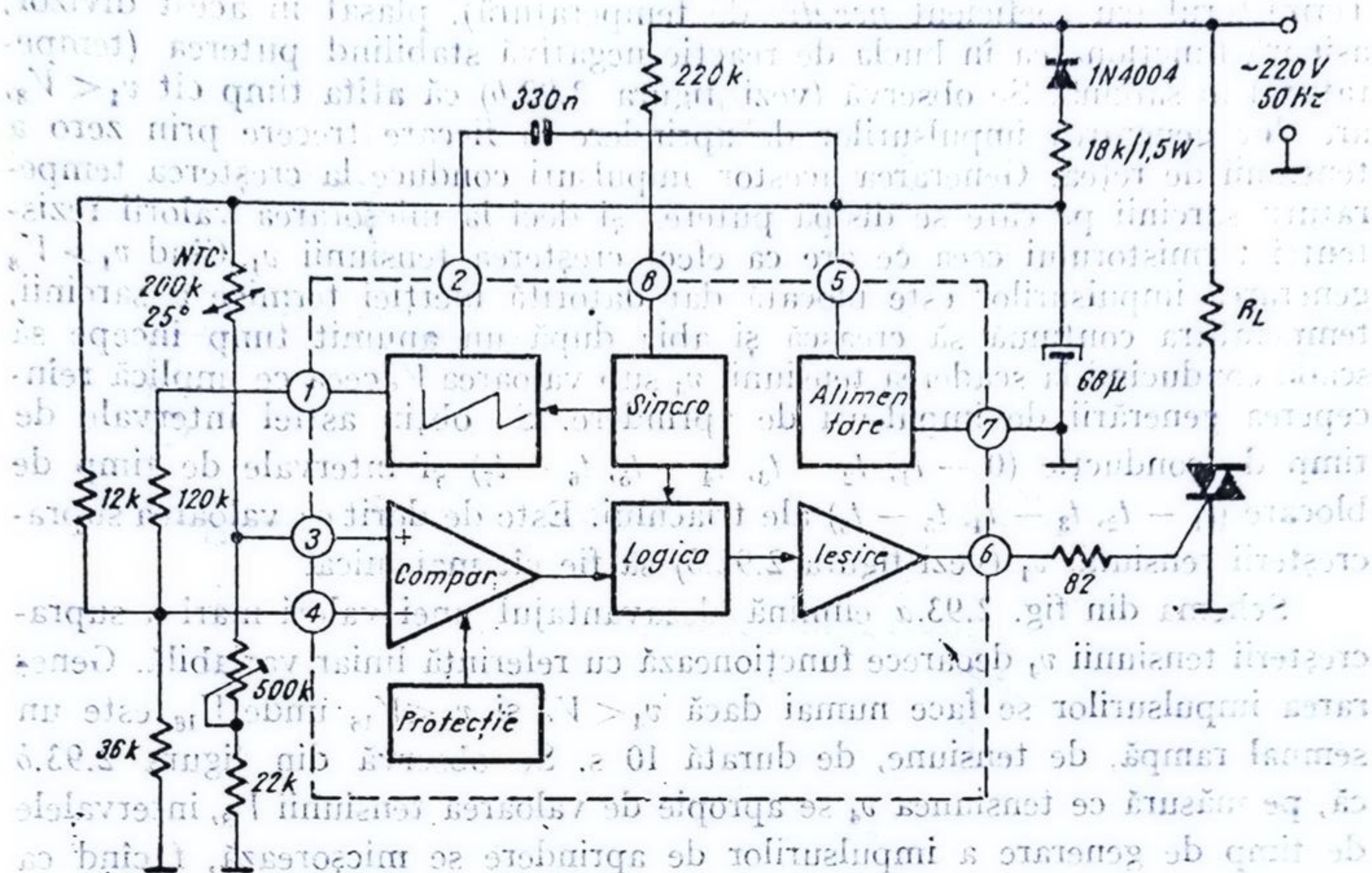


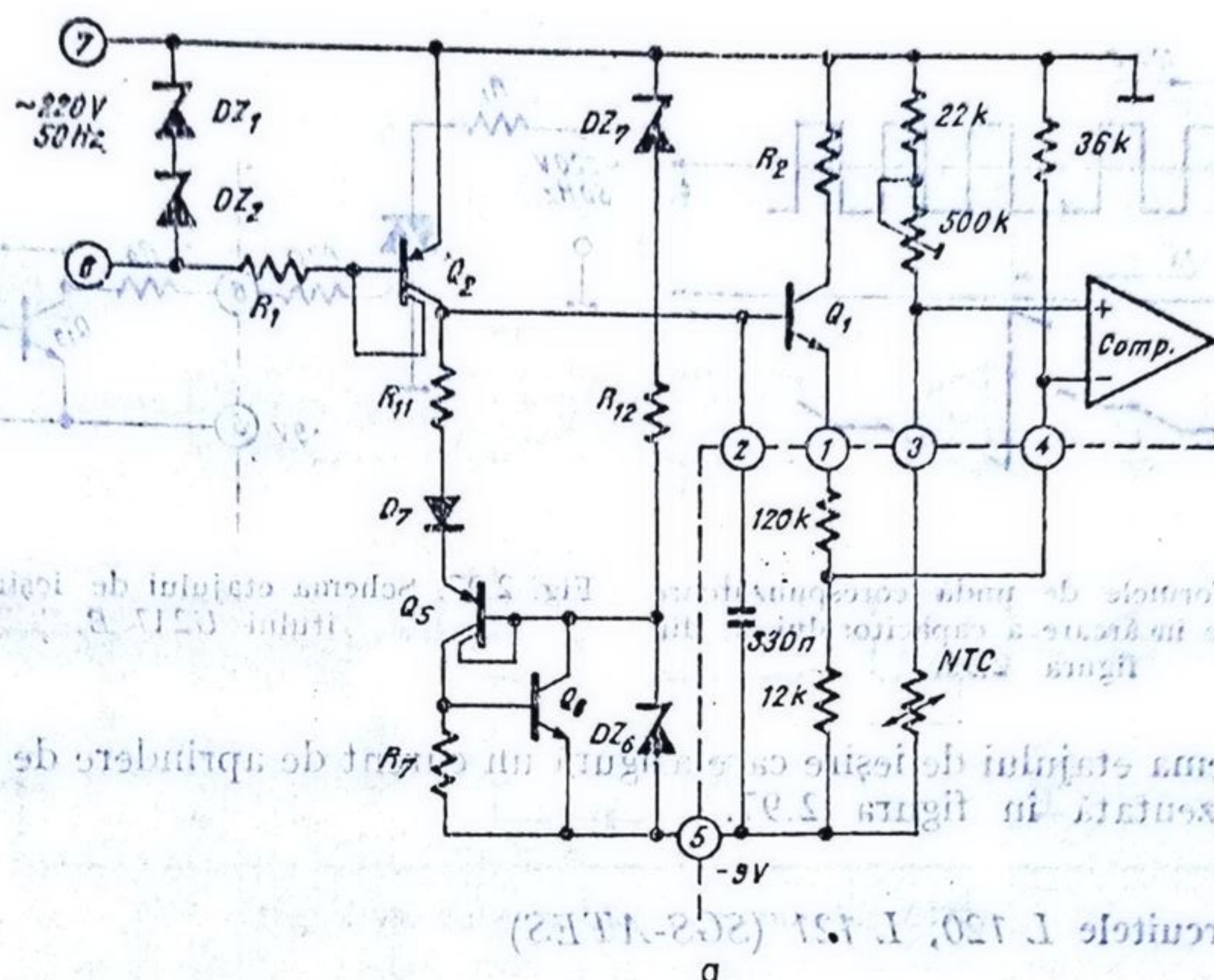
Fig. 2.94. Schema bloc a circuitului U217 B și modul de conectare a componentelor externe pentru realizarea unui controlor de temperatură.

urmări în figura 2.95.a — schema completă și în figura 2.95.b — schema simplificată.

În timpul semialternanței negative tranzistorul Q_2 funcționează ca un generator de curent constant, I , care debitează pe condensatorul C . (Trebuie remarcat că prin ramura R_{11} , D_7 , Q_5 , R_7 curentul este nul deoarece tiristorul echivalent format de Q_8 și Q_6 este blocat).

În timpul semialternanței pozitive $I = 0$ și condensatorul rămâne încărcat la tensiunea pe care o avea după ultima semialternanță negativă. Tensiunea v_c la care se încarcă C după câteva semialternanțe negative nu poate depăși o valoare maximă de aproximativ 9V ($V_{Z6} + 2V_{BE}$). Odată atinsă această valoare se produce amorsarea tiristorului Th_1 care oferă o cale rapidă de descărcare a condensatorului C . Când curentul de descărcare scade sub valoarea curentului de menținere al tiristorului Th_1 , acesta se stinge.

Formele de undă corespunzătoare încărcării condensatorului C sînt date în figura 2.96. Se observă cum condensatorul C se încarcă în trepte de timp de durată 10 ms (cît durează semialternanța negativă) de la 0 la 9V.



- Este un circuit cu comandă prin fază (A120) sau prin zero (A121).
- Se alimentează direct de la rețeaua de c.a.
- Impulsurile de curent sunt de ± 20 mA.
- Are protecție la scurtcircuit.
- Are detector de nul al c.c. (timpul anod).
- Are disponibil un regulator de $+8V/3$ mA.
- Este protejat la dezechilibru.

Circuitul A120 împreună cu varianta sa simplificată este un bloc de comandă a unui motor de c.c. (A121). Acesta este un circuit cu comandă prin fază (A120) sau prin zero (A121). Se observă că în schema simplificată (b) sunt prezente doar două diode (DZ6, DZ7) și un tranzistor (Q1). Acesta este un circuit cu comandă prin fază (A120) sau prin zero (A121). Se observă că în schema simplificată (b) sunt prezente doar două diode (DZ6, DZ7) și un tranzistor (Q1). Acesta este un circuit cu comandă prin fază (A120) sau prin zero (A121). Se observă că în schema simplificată (b) sunt prezente doar două diode (DZ6, DZ7) și un tranzistor (Q1).

Fig. 2.95. Schema completă (a) și simplificată (b) a generatorului de rampă din circuitul U217B.

Durata încărcării, depinde de valoarea lui C. Pentru valoarea de 330 nF din schema de aplicație, durata încărcării este de aproximativ 1 s. În acest mod, la terminalul 2 se obține semnalul referință variabilă, necesar modului ales de comandă prin zero. Prin intermediul tranzistorului (Q1) (repetor pe emitor) tensiunea de pe terminalul 2 se regăsește în terminalul 7 aplicându-se prin intermediul unui divizor rezistiv exterior pe intrarea inversoare (terminalul 4) a comparatorului.

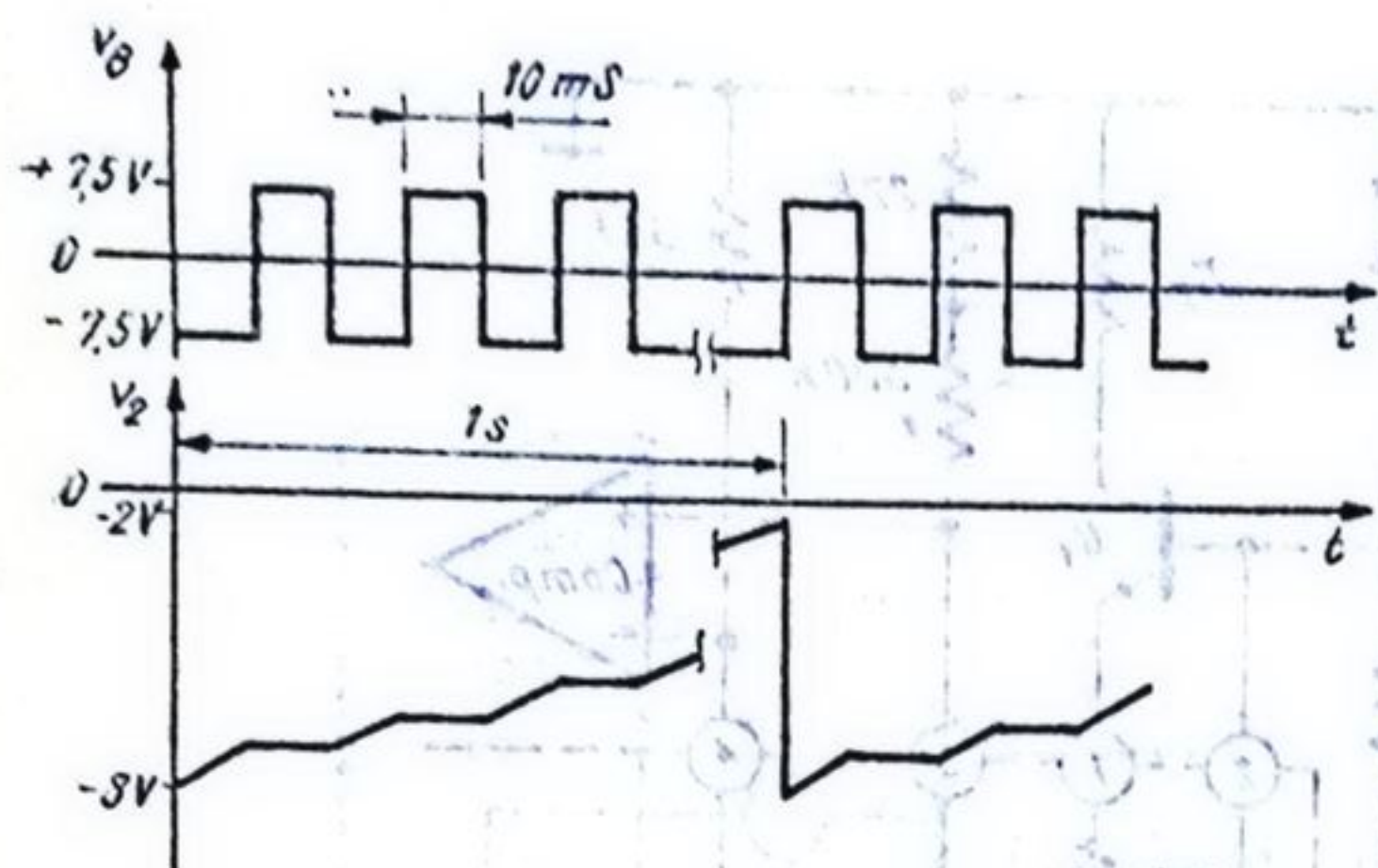


Fig. 2.96. Formele de undă corespunzătoare procesului de încărcare a capacitorului C , din figura 2.95.

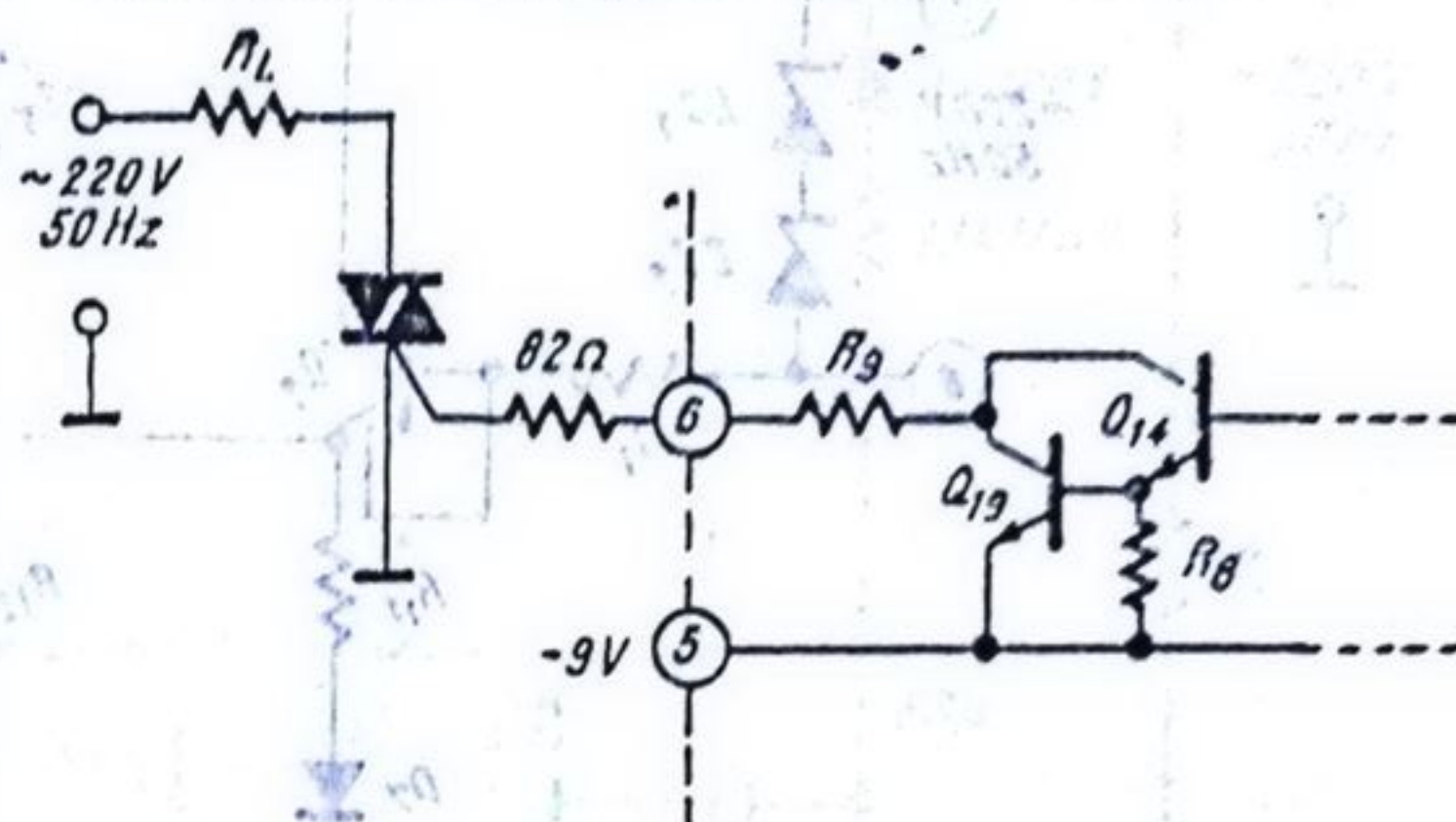


Fig. 2.97. Schema etajului de ieșire a circuitului U217 B.

Schema etajului de ieșire care asigură un curent de aprindere de 100 mA este prezentată în figura 2.97.

2.6.5. Circuitele $L 120$, $L 121$ (SGS-ATES)

- Este un circuit cu comandă prin fază ($L120$) sau prin zero ($L121$)
- Se alimentează direct de la rețeaua de c.a.
- Impulsurile de curent sînt de ± 80 mA.
- Are protecție la scurtcircuit
- Are detector de nul al curentului anodic
- Are disponibil un regulator de $+8V/3$ mA.
- Este protejat la declanșări parazite.

Circuitul $L120$ împreună cu varianta sa $L121$ este unul dintre cele mai performante circuite de comandă a tiristoarelor/triacelor. Se observă că înglobează aproape toate funcțiile importante cerute de comanda optimă a tiristoarelor sau triacelor. Are posibilitatea, prin cele două variante, (obținute una din alta prin modificări minime la nivelul fabricantului*) acoperirii întregii game de aplicații cu triace și tiristoare. Schema bloc și de aplicație tipică a circuitului $L120$ este prezentată în figura 2.98. Blocul detectorului de nul al curentului anodic nu este necesar în varianta $L121$, ceea ce face ca terminalul 14 să nu fie conectat pentru $L121$.

Figura 2.99.a prezintă blocul rampei de tensiune în cazul circuitului $L120$. Figura 2.99.b prezintă formele de undă care explică funcționarea rampei de tensiune. Detectorul de nul furnizează impulsuri dreptunghiulare de durată mică cu frecvența de 100 Hz — $v_{Nul}(t)$ în figura 2.99.b.

Fiecare asemenea impuls deschide tranzistoarele Q_{29} și Q_{56} descărcînd rapid capacitatea exterioară C (legată la terminalul 1 al circuitului). După ce impulsul de nul a dispărut v_{Nul} ia valoarea zero, Q_{29} și Q_{56} se blochează

* Cele două variante se obțin una din alta printr-o modificare de schemă efectuată de fabricant în modul de conectare a trei tranzistoare din blocul generatorului de rampă.

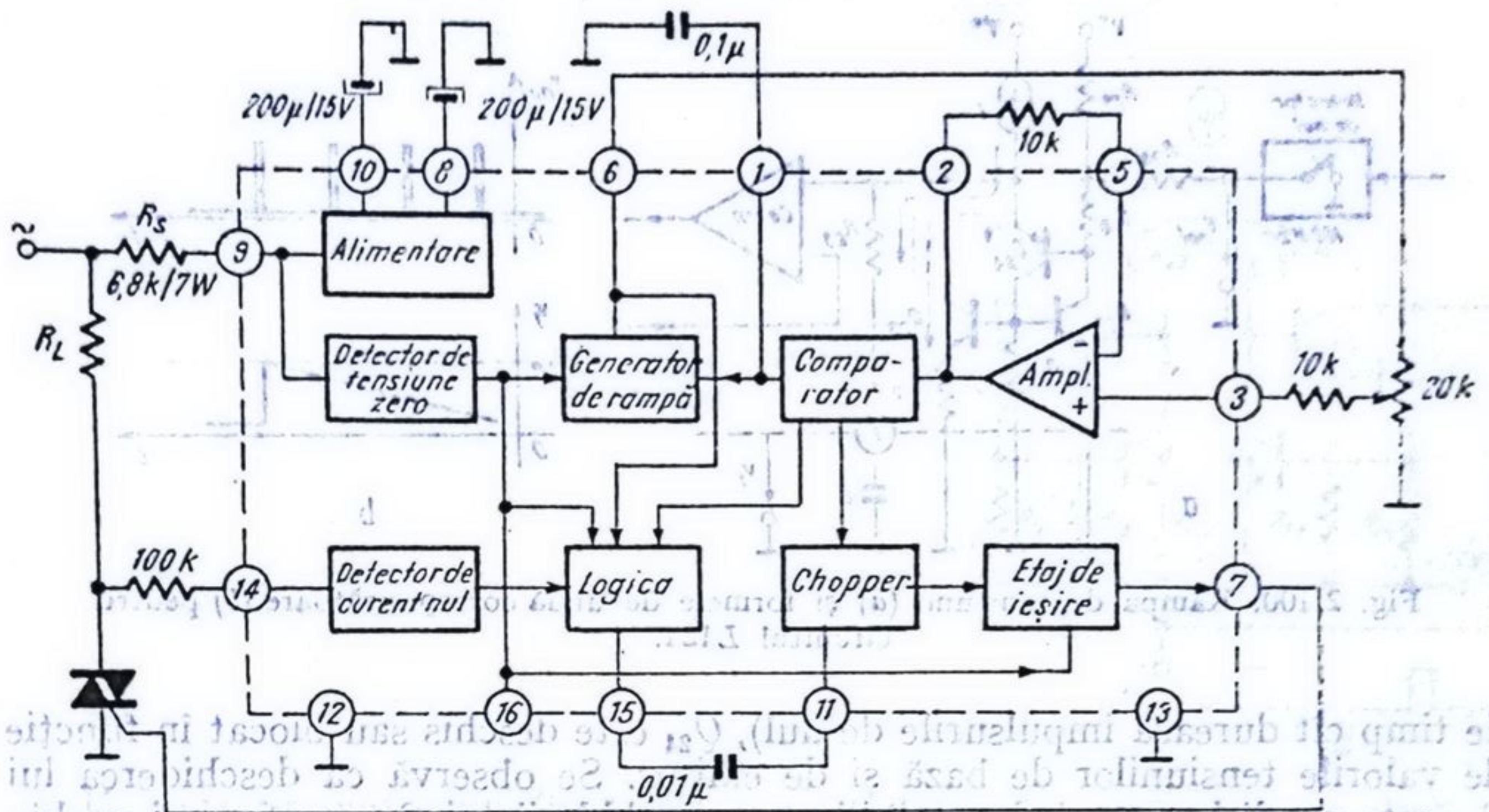


Fig. 2.98. Schéma bloc a circuitului L120.

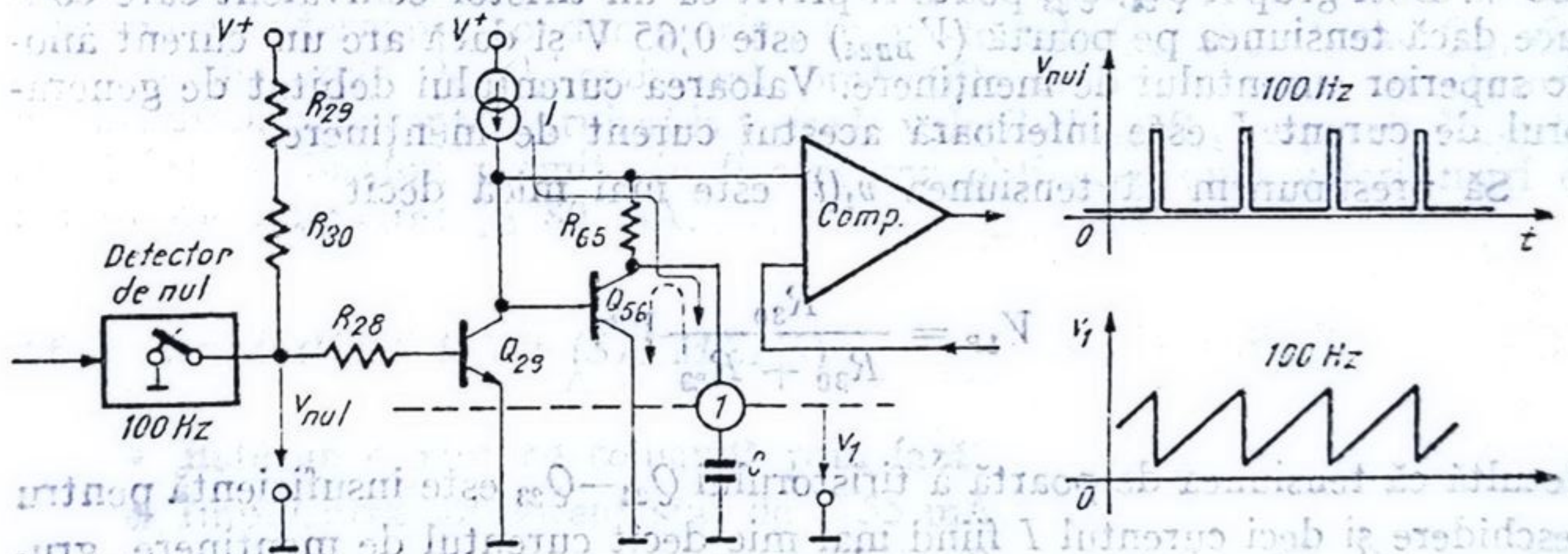


Fig. 2.99. Rampă de tensiune (a) și formele de undă corespunzătoare (b) din circuitul L120.

și C se încarcă la un curent constant furnizat de generatorul de curent constant intern I , prin rezistența R_{65} . Încărcarea durează pînă la viitorul impuls de nul cînd v_1 se anulează în urma descărcării condensatorului C prin Q_{56} . Ciclul se repetă, obținîndu-se pe condensatorul C un semnal rampă de tensiune cu frecvența de 100 Hz. Acest semnal, intern, este conectat la intrarea unui comparator și funcționarea este identică cu aceea a oricărui circuit pentru comanda tiristoarelor cu comandă în fază.

Pentru circuitul L121 rampa de tensiune și formele de undă corespunzătoare sînt prezentate în figura 2.100 a, b. Semnalul de la ieșirea detectorului de nul $v_{nul}(t)$ are aceeași formă ca în cazul precedent. Deosebirea constă în funcționarea rampei; atunci cînd $v_{nul}(t) \neq 0$ (deci în perioadele scurte

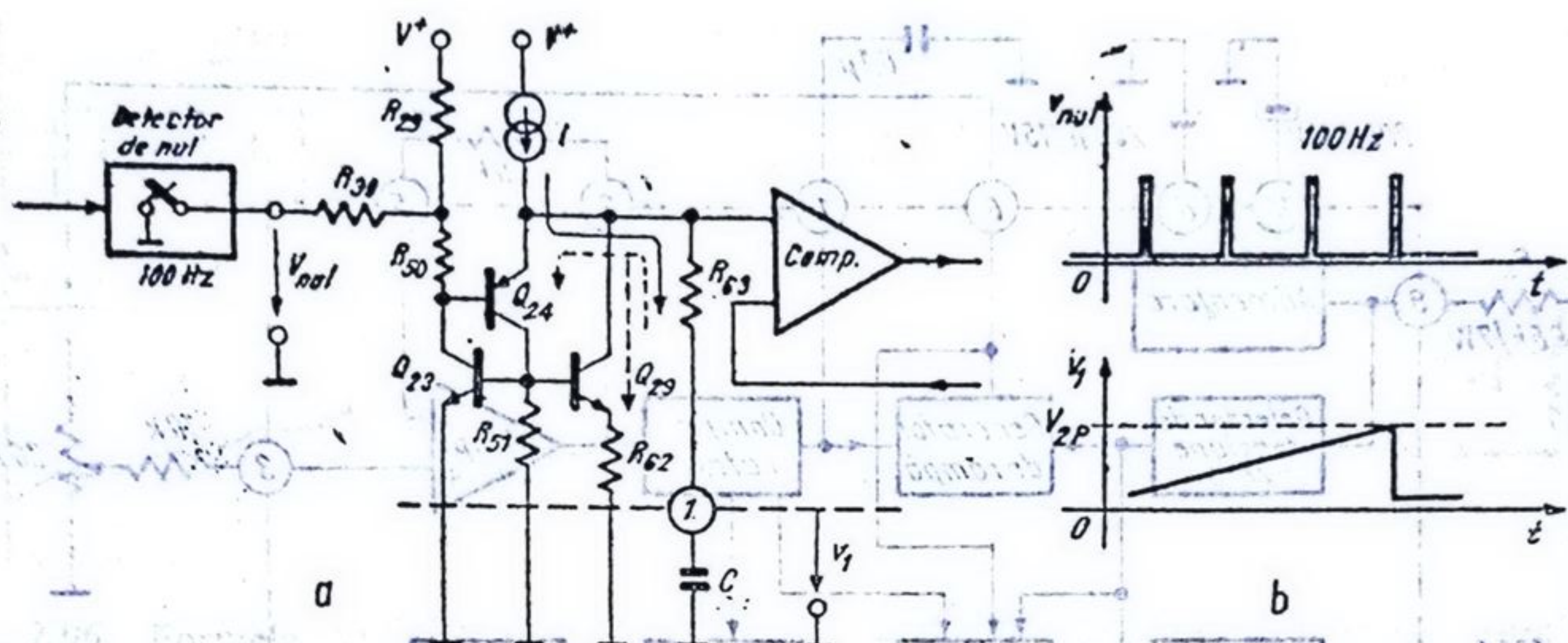


Fig. 2.100. Rampa de tensiune (a) și formele de undă corespunzătoare (b) pentru circuitul L121.

de timp cât durează impulsurile de nul), Q_{24} este deschis sau blocat în funcție de valorile tensiunilor de bază și de emitor. Se observă că deschiderea lui Q_{24} este condiționată și de posibilitatea deschiderii lui Q_{23} pentru a-i prelua curentul de bază. Dar Q_{23} nu se deschide decât dacă curentul furnizat de Q_{24} în R_{51} este suficient pentru a produce o cădere de tensiune de aproximativ 0,65 V. Deci grupul Q_{24}, Q_{23} poate fi privit ca un tiristor echivalent care conduce dacă tensiunea pe poartă (V_{BE24}) este 0,65 V și dacă are un curent anodic superior curentului de menținere. Valoarea curentului debitat de generatorul de curent I este inferioară acestui curent de menținere.

Să presupunem că tensiunea $v_1(t)$ este mai mică decât

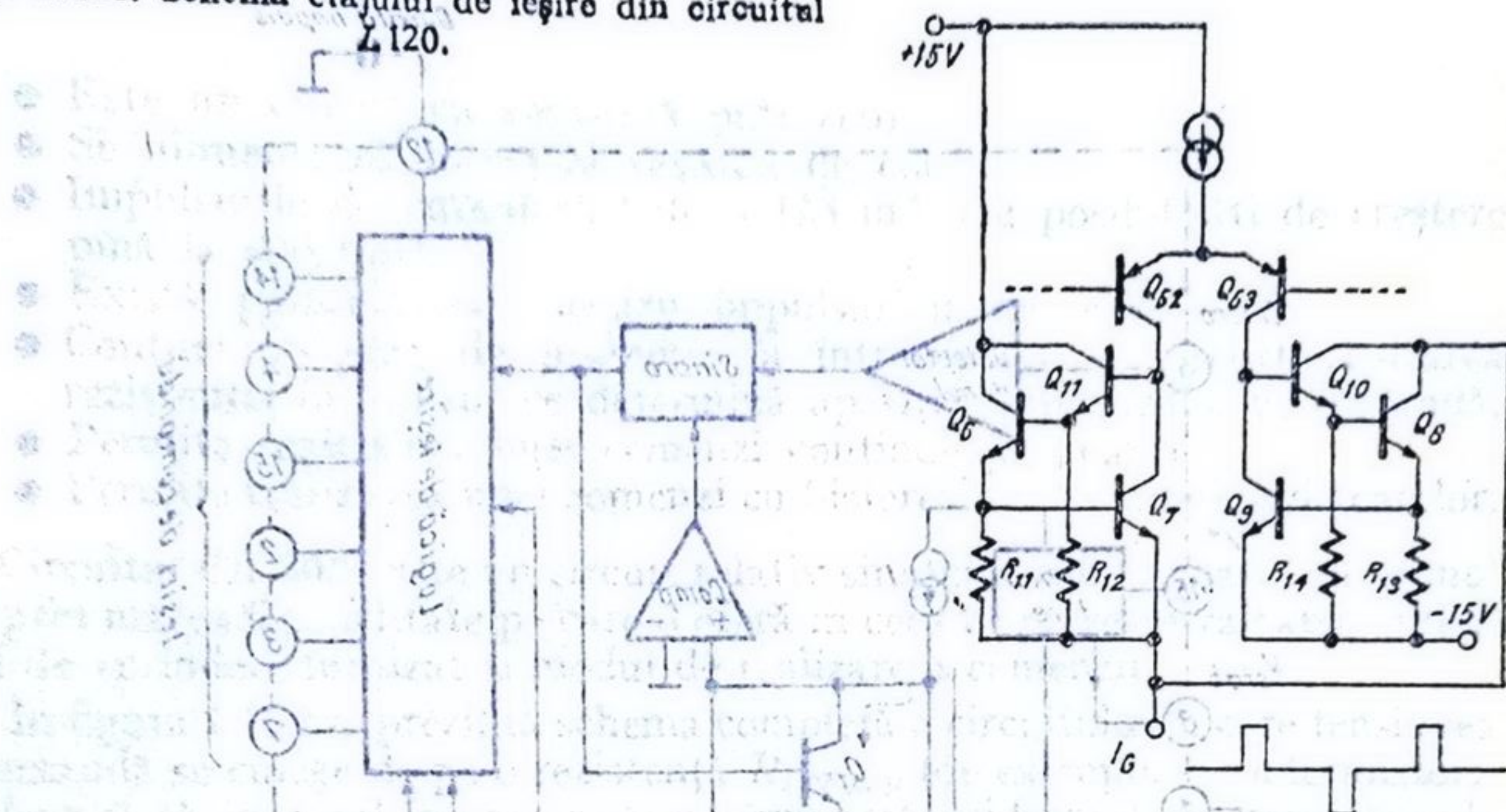
$$V_{1P} = \frac{R_{30}}{R_{30} + R_{29}} V^+$$

Rezultă că tensiunea de poartă a tiristorului $Q_{24}-Q_{23}$ este insuficientă pentru deschidere și deci curentul I fiind mai mic decât curentul de menținere, grupul $Q_{24}-Q_{23}-Q_{29}$ este blocat. Aceasta înseamnă că generatorul I încarcă cu un curent constant capacitatea externă C generând rampa de tensiune din figura 2.100.b Aceasta durează pînă cînd se atinge tensiunea

$$v_1(t) = V_{1P} + V_{BE}$$

cînd are loc deschiderea grupului $Q_{24}-Q_{23}-Q_{29}$ ce preia curentul de descărcare al condensatorului C . După ce acesta s-a descărcat, curentul disponibil pentru „tiristor” redevine egal cu cel al generatorului de curent I insuficient pentru conducție. Grupul se blochează și reîncepe încărcarea condensatorului C . Funcționarea întregului circuit este în continuare identică cu cea a oricărui circuit de comandă prin zero cu „referință variabilă”. Se observă

Fig. 2.101. Schema etajului de ieșire din circuitul



că V_{1P} este un potențial fixat intern care determină valoarea maximă a rampei de tensiune. Durata rampei se poate regla prin valoarea capacității C (externe). Posibilitatea generării impulsurilor pozitive și negative de curent se poate urmări în figura 2.101 unde este reprezentat etajul de ieșire. Pentru fiecare semialternanță conduc pe rând tranzistoarele Q_{53} , Q_{10} , Q_8 sau Q_{52} , Q_{11} , Q_6 . Tranzistoarele Q_7 , Q_9 realizează protecțiile la scurtcircuit, cu ajutorul lor limitându-se curentul furnizat la ieșire la valorile V_{BE}/R_{11} respectiv V_{BE}/R_{13} . Montajul Darlington permite în fiecare caz obținerea unei valori mari de curent de amorsare: ± 80 mA.

2.6.6. Circuitul TCA 780 (SIEMENS)

- Este un circuit cu comandă prin fază
- Impulsurile de curent sînt de $+55$ mA
- Are mai multe ieșiri la care se obțin diverse combinații ale impulsurilor de aprindere corespunzătoare celor două semialternanțe.
- Există posibilitatea blocării impulsurilor de ieșire,

Ca mod de funcționare circuitul este identic cu $\beta A A 145$. Există deosebiri doar în ceea ce privește etajul logicii de ieșire și al rampei interne de tensiune (vezi figura 2.102). Logica de ieșire permite diverse combinații între cele două impulsuri de bază corespunzătoare celor două semialternanțe. Rampa de tensiune este pozitivă și funcționează astfel: Rezistența R_1 (externă) fixează valoarea curentului unui generator de curent I , care încarcă condensatorul C_1 (extern) la curent constant. Trecherile prin zero ale tensiunii de sincronizare deschid tranzistorul Q_1 descărcînd rapid condensatorul C_1 . Se obțin astfel formele de undă din figura 2.103.

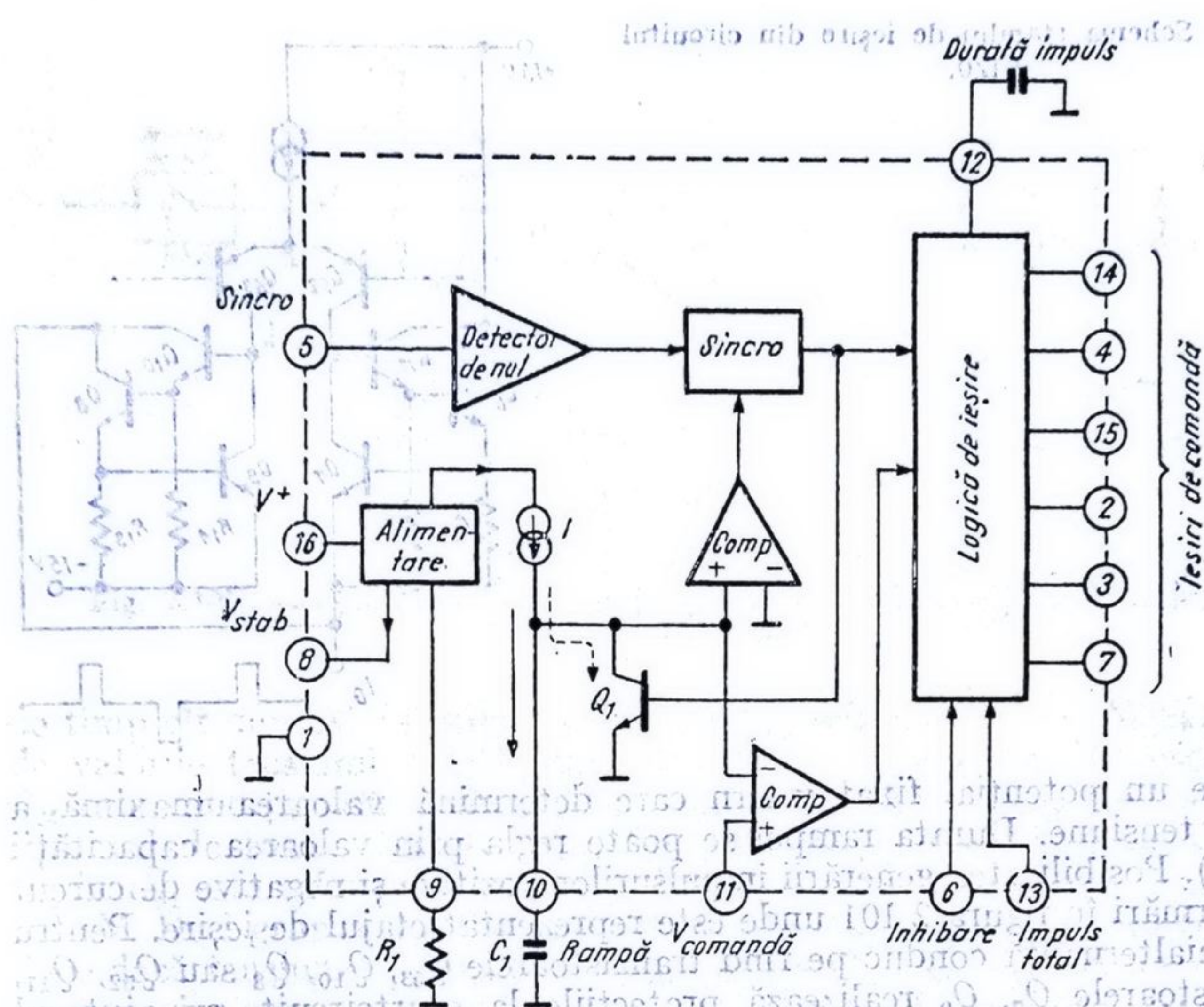


Fig. 2.102. Schema bloc și de aplicație a circuitului TCA 780.

2.6.6. Circuitul TCA 780 (SIEMENS)

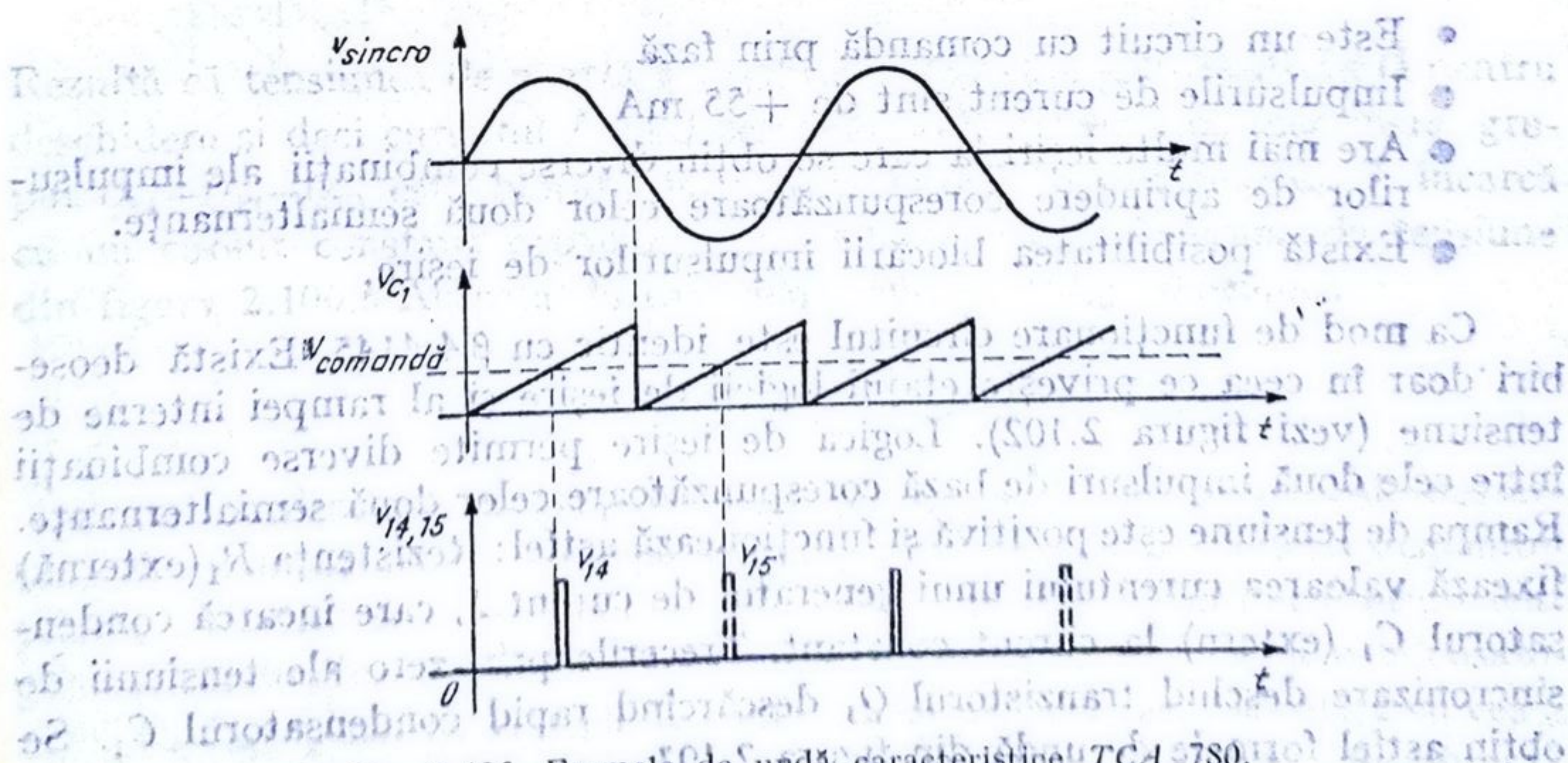


Fig. 2.103. Formele de undă caracteristice TCA 780.

2.5.7. Circuitul CA 3058 (RCA)

- Este un circuit cu comandă prin zero
- Se alimentează direct la rețeaua de c.a.
- Impulsurile de curent sînt de $+125 \text{ mA}$ (cu posibilități de creștere pînă la 400 mA).
- Există posibilitatea blocării impulsurilor de ieșire.
- Conține un etaj de protecție la întreruperea sau scurtcircuitarea rezistenței de senzor ce determină apariția impulsurilor de comandă.
- Permite realiza rea unei comenzi continue pe poartă
- Permite realizarea unei comenzi cu histerezis a aprinderii tiristoarelor.

Circuitul CA 3058 este un circuit relativ simplu care se remarcă în primul rînd prin marea flexibilitate pe care o oferă în ceea ce privește valoarea curentului de aprindere furnizat și modul de realizare a comenzii.

În figura 2.104 se prezintă schema completă a circuitului în care tensiunea de comandă se culege de pe o rezistență R_{SENZOR} (de exemplu — un termistor). Se observă că în cazul în care $v_{13} > v_9$ comparatorul format de tranzistoarele Q_2-Q_5 nu injectează curent în baza lui Q_1 neintervenind în funcționarea lanțului $Q_{10}, Q_6, Q_7, Q_8, Q_9$ și permițînd astfel apariția la ieșire (terminalul 4) a unor impulsuri de curent la fiecare trecere prin zero a semnalului de sincronizare (terminalul 5). Dacă, dimpotrivă, $v_{13} < v_9$ comparatorul Q_2-Q_5 inhibă lanțul Q_1, Q_6, Q_7, Q_8, Q_9 deoarece deschiderea lui Q_1 va determina blocarea lui Q_6 și deci nu vor mai apărea impulsuri pe terminalul 4.

Obținerea valorilor diferite ale curentului de aprindere se realizează astfel:

(a) lăsînd terminalul 3 în gol (vezi figura 2.105.a) se obține:

$$I_G^a \approx \frac{V_2 - 3V_{BE}}{R_8 + R_9} = \frac{6,4 - 1,8}{0,04} \frac{V}{\text{k}\Omega} = 110 \text{ mA};$$

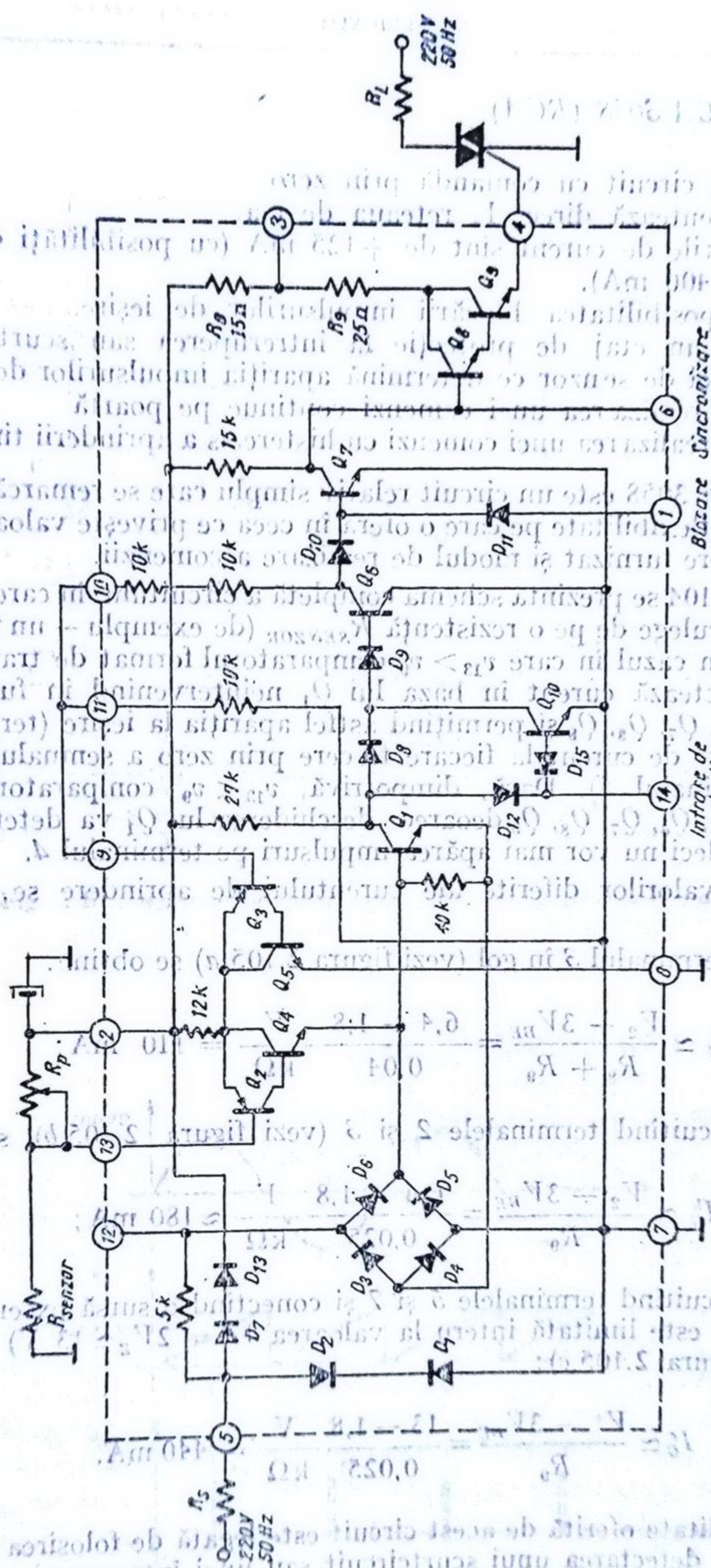
(b) scurtcircuitînd terminalele 2 și 3 (vezi figura 2.105.b) se obține:

$$I_G^b \approx \frac{V_2 - 3V_{BE}}{R_9} = \frac{6,4 - 1,8}{0,025} \frac{V}{\text{k}\Omega} \approx 180 \text{ mA};$$

(c) scurtcircuitînd terminalele 5 și 7 și conectînd o sursă externă la terminalul 2 (care este limitată intern la valoarea $V^+ = 2V_z \approx 13 \text{ V}$) se poate obține (vezi figura 2.105.c):

$$I_G^c \approx \frac{V^+ - 3V_{BE}}{R_9} = \frac{13 - 1,8}{0,025} \frac{V}{\text{k}\Omega} = 440 \text{ mA}.$$

O altă facilitate oferită de acest circuit este legată de folosirea protecției interne (pentru detectarea unui scurtcircuit sau unei întreruperi pe intrarea de comandă). Pentru validarea funcționării acestei protecții trebuie legate



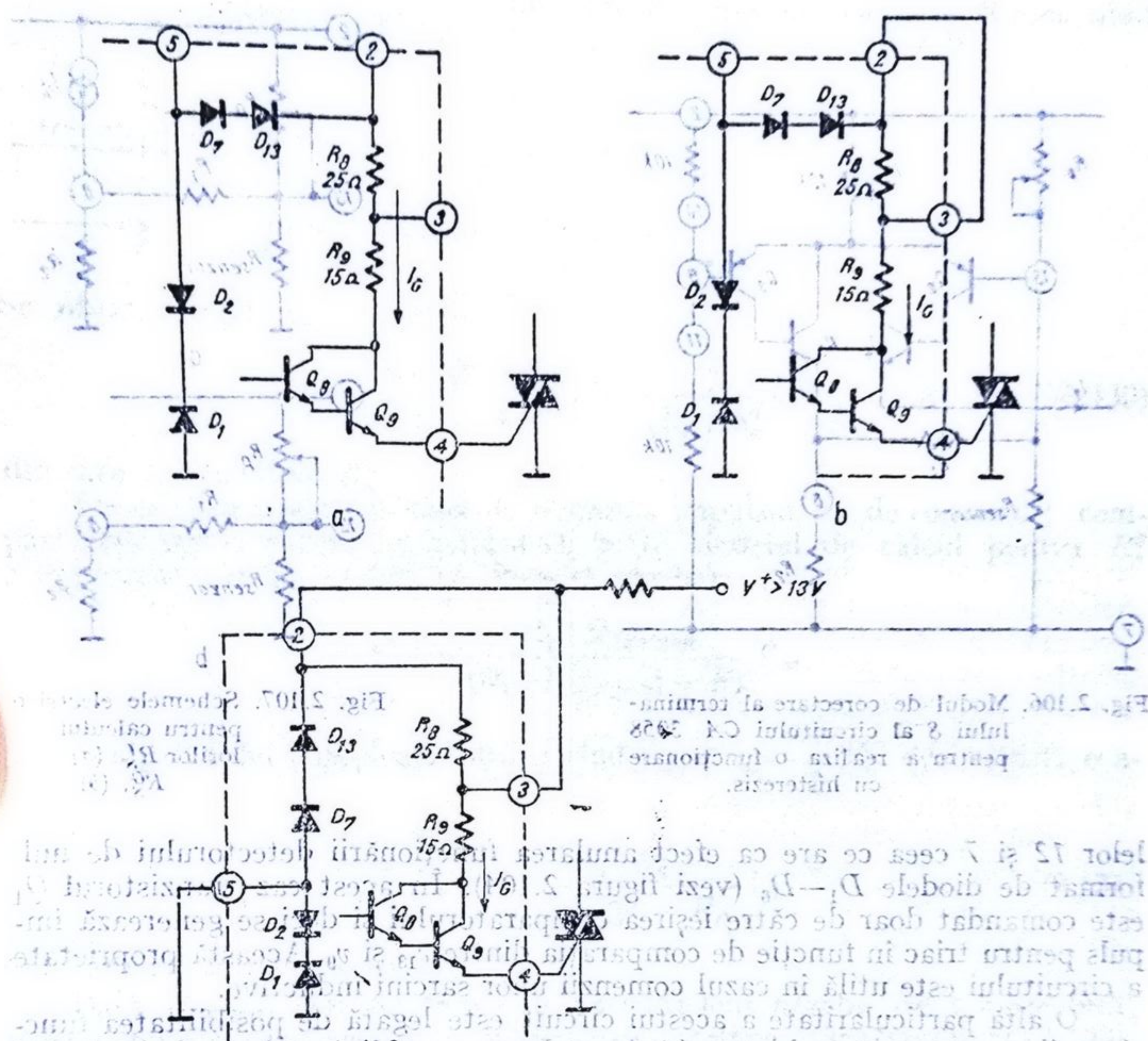


Fig. 2.105. Schemele etajelor de ieșire din circuitul CA 3058 pentru diverse variante de obținere a curentului de comandă.

împreună terminalele 13 și 14. (vezi figura 2.104). Modul de funcționare al acestor protecții este următorul:

- dacă $v_{13} = 0$ (R_{SENZOR} este scurtcircuitat) rezultă $v_{14} = 0$ și deci Q_6 este blocat, iar Q_7 este deschis, ceea ce are ca efect blocarea impulsurilor la ieșire;
- dacă $v_{13} = V_{20}$ (întrerupere pentru R_{SENZOR}) rezultă $v_{14} = V_2$ și Q_{10} este deschis conducând la blocarea impulsurilor la ieșire deoarece, din nou, Q_6 este blocat.

Rezultă că atunci când protecția este activată circuitul generează impulsuri numai dacă $2V_{BE} < v_{13} < V_{Z15} + V_{BE}$ deci $1,3 \text{ V} < v_{13} < 7 \text{ V}$.

O altă particularitate este legată de posibilitatea generării unei comenzi continue pe poartă. Aceasta se realizează prin legarea împreună a termina-

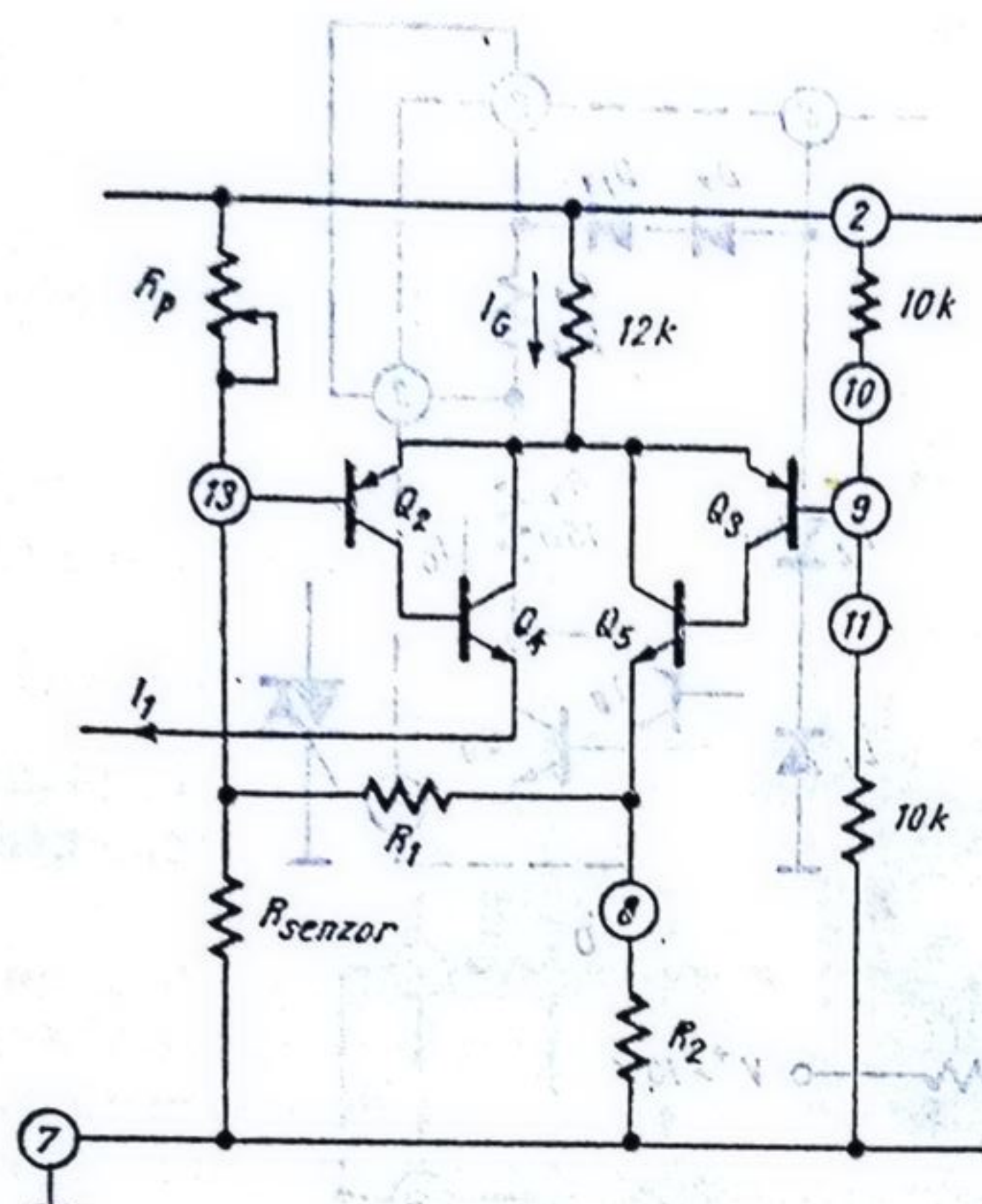


Fig. 2.106. Modul de corectare al terminului 8 al circuitului CA 3058 pentru a realiza o funcționare cu histerezis.

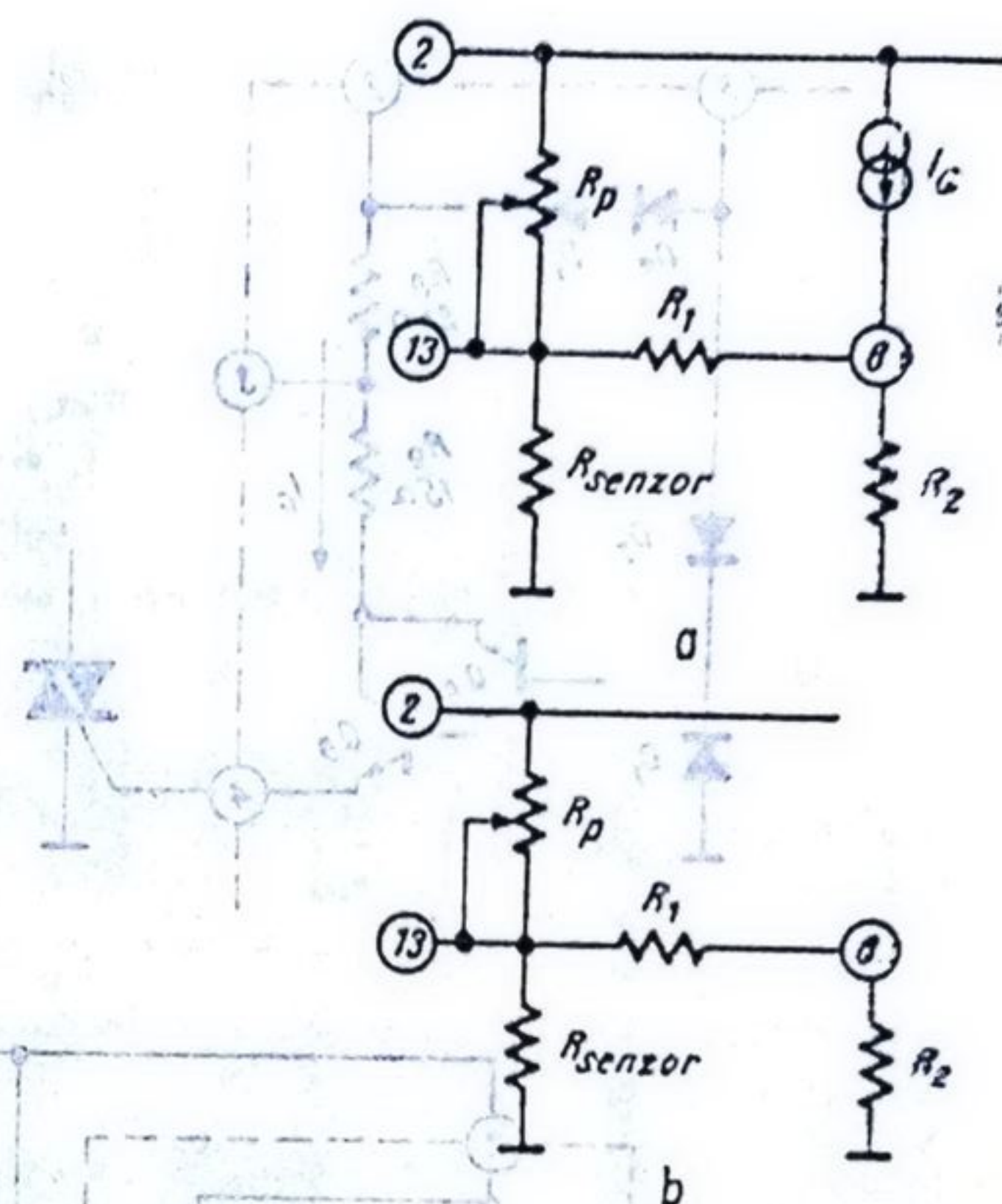


Fig. 2.107. Schemele electrice pentru calculul valorilor R_S^I (a), și R_S^G (b)

lelor 12 și 7 ceea ce are ca efect anularea funcționării detectorului de nul, format de diodele D_1-D_6 (vezi figura 2.104). În acest caz tranzistorul Q_1 este comandat doar de către ieșirea comparatorului și deci se generează impuls pentru triac în funcție de comparația dintre v_{13} și v_9 . Această proprietate a circuitului este utilă în cazul comenzii unor sarcini inductive.

O altă particularitate a acestui circuit este legată de posibilitatea funcționării cu comandă cu histerezis. Acest lucru se realizează legând terminalul 8 al circuitului ca în figura 2.106. (se reamintește că $I_1 = 0$ înseamnă generare de impulsuri la ieșire și $I_1 \neq 0$ înseamnă blocarea impulsurilor la ieșire). În continuare se vor calcula cele două valori pentru R_{SENZOR} care determină blocarea (R_S^I), respectiv generarea (R_S^G) impulsurilor de comandă.

Fie o situație inițială de generare de impulsuri ($v_{13} > v_9$). Comparatorul conduce curent cu ramura Q_3, Q_5 și deci situația de analizat este cea din figura 2.107,a. Expresia tensiunii v_{13} , calculată prin superpoziția surselor V_2 și I_G și presupunând $R_1 \gg R_2$ este dată de:

$$v_{13} = \frac{R_1 \parallel R_{SENZOR}}{R_1 \parallel R_{SENZOR} + R_P} V_2 + \frac{R_P \parallel R_{SENZOR}}{(R_P \parallel R_{SENZOR}) + R_1} I_G \cdot R_2$$

Bascularea comparatorului se va petrece atunci când

$$v_{13} = v_9 = \frac{1}{2} V_2$$

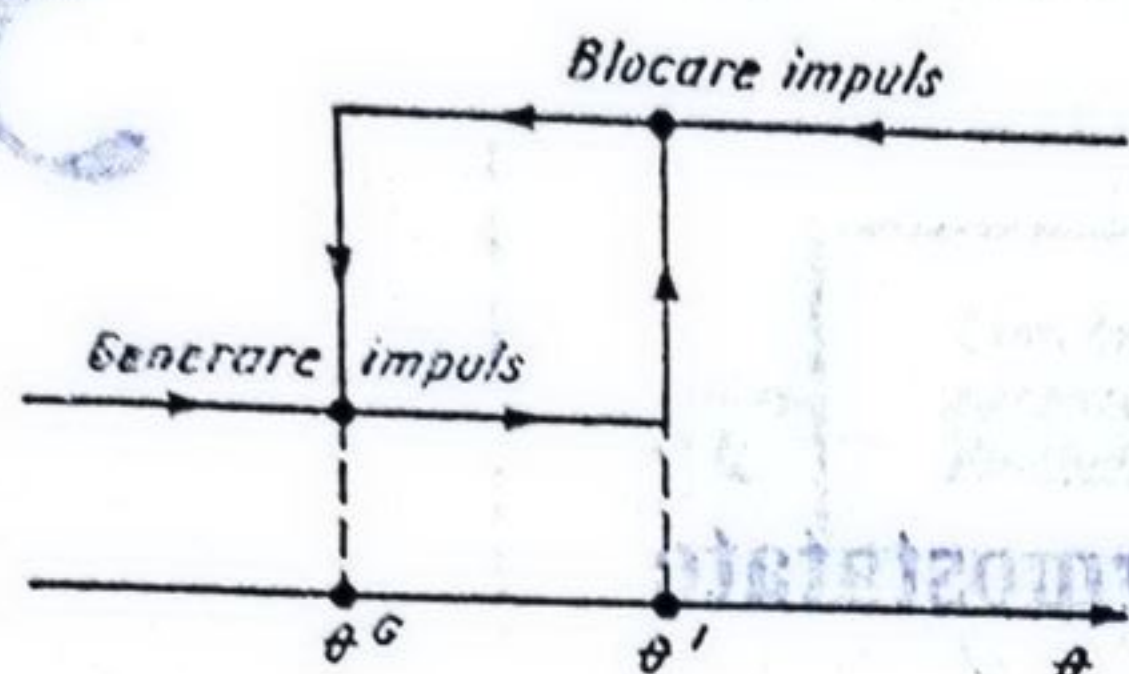


Fig. 2.108. Funcționarea cu histerezis în temperatură a circuitului CA 3058.

Se obține următoarea ecuație

$$\frac{1}{2} V_2 = \frac{R_1 \parallel R_s^I}{R_1 \parallel R_s^I + R_P} V_2 + \frac{R_P \parallel R_s^I}{(R_P \parallel R_s^I) + R_1} I_C R_2 \quad (2.130)$$

din care se determină R_s^I .

Fie acum o situație inițială de blocare a impulsurilor de comandă; comparatorul conduce deci cu ramura Q_2 și Q_4 . Modelul de calcul pentru R_s^G este prezentat în figura 2.107.b. Rezultă imediat:

$$V_{13} = \frac{R_1 \parallel R_{SENYOR}}{(R_1 \parallel R_{SENYOR}) + R_P} V_2$$

Comparatorul basculează atunci când $v_{13} = v_9 = \frac{1}{2} V_2$, deci rezultă ecu-

ția:

$$\frac{1}{2} V_2 = \frac{R_1 \parallel R_s^G}{(R_1 \parallel R_s^G) + R_P} V_2 \quad (2.131)$$

din care se determină R_s^G .

Dacă R_{SENYOR} este un termistor cu coeficient negativ de temperatură, acest histerezis se regăsește într-un histerezis de temperatură (vezi figura 2.108). Importanța acestei facilități a fost subliniată în § 2.4.13.

BIBLIOGRAFIE

1. M. Bodea, ș. a. Circuite integrate linare. Manual de utilizare, vol. II, Editură Tehnică, București, 1980.
2. * * * Tiristoare și triace, IPRS-BĂNEASA, Normă internă
3. * * * Applications with Triacs and Thyristors(2) AEG-TELEFUNKEN
4. * * * Thyristor-Austeur - Schaltkreis UAA 145 AEG-TELEFUNKEN
5. * * * Design Examples of Semiconductor Circuits SIEMENS, 1978/79.
6. * * * Integrated Circuits Data book, AEG-TELEFUNKEN, 1980.
7. * * * Lineare Schaltungen, Datenbuch, SIEMENS, 1981/82.

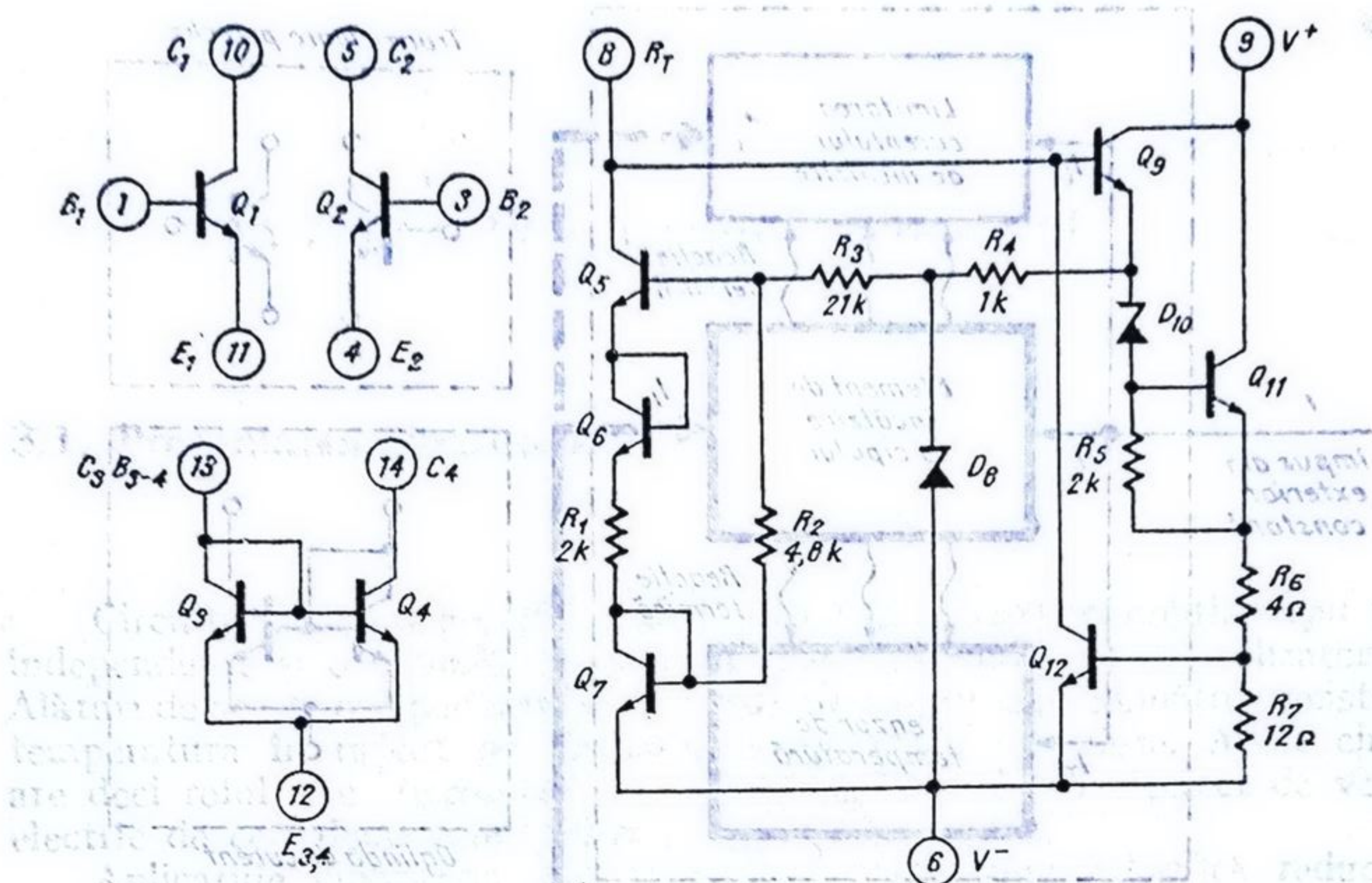


Fig. 3.2. Schema electrică a circuitului ȚA726.

3.2.1. Tranzistoarele pereche

În schema acestui circuit integrat partea de interes major pentru utilizator o constituie cele două tranzistoare pereche. Caracteristicile acestor două tranzistoare Q_1 și Q_2 sînt practic identice. De asemenea, datorită posibilității de a folosi termostatarea, caracteristicile electrice pentru Q_1 și Q_2 sînt puternic desensibilizate față de variațiile temperaturii ambiante. Chiar și în cazul nefolosirii termostatalui, Q_1 și Q_2 pot constitui o soluție pentru schemele ce necesită tranzistoare perechi. Așa cum se observă și din figura 3.2, cele două tranzistoare Q_1 și Q_2 sînt independente și total accesibile în exterior.

3.2.2. Oglinda de curent

Această configurație de tranzistoare, formată din Q_3 și Q_4 (vezi figura 3.2) are rolul de a genera un curent practic egal cu cel de comandă (vezi figura 3.3).

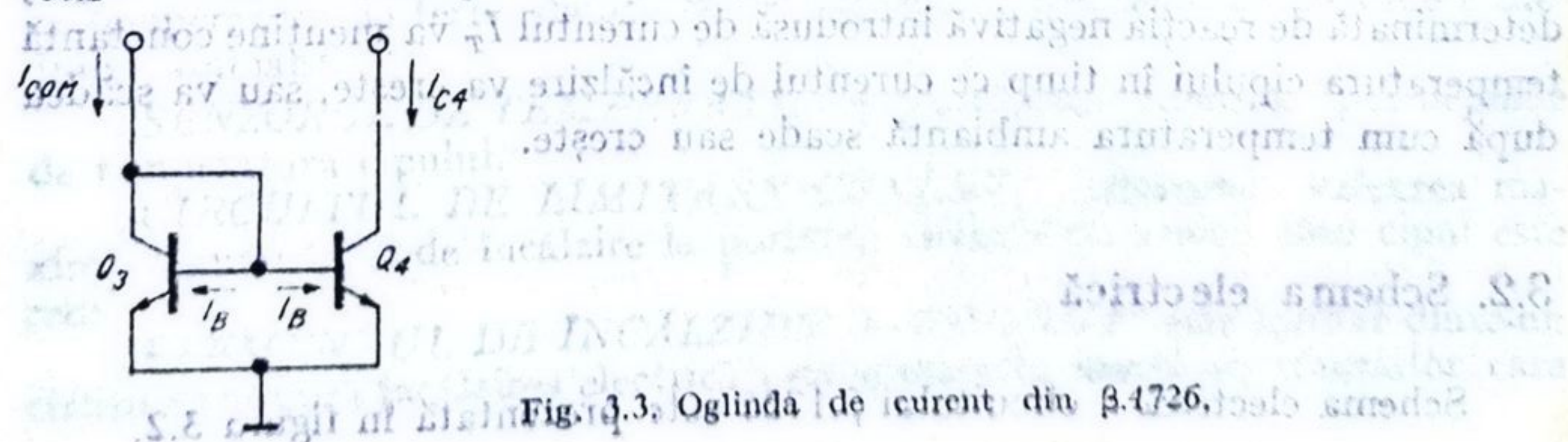


Fig. 3.3. Oglinda de curent din ȚA726.

Dacă ținem cont de câștigul de curent β al tranzistoarelor, se obține:

$$I_{C4} = I_{COM} \frac{\beta}{\beta + 2}. \quad (3.1)$$

Relația 3.1 arată că datorită câștigului în curent de valoare finită, egalitatea $I_{C4} = I_{COM}$ se realizează cu o eroare ce depinde de valoarea lui β ; de exemplu pentru $\beta = 100$, eroarea introdusă va fi de 2%.

Altă sursă de eroare pentru egalitatea curenților I_{C4} și I_{COM} o constituie rezistența de ieșire a tranzistorului Q_4 . Considerând pentru tranzistor schema echivalentă Giacoletto (vezi figura 3.4) rezultă:

$$I_{C4} = \frac{r_o}{R_L + r_o} \frac{\beta}{\beta + 2} I_{COM}. \quad (3.2)$$

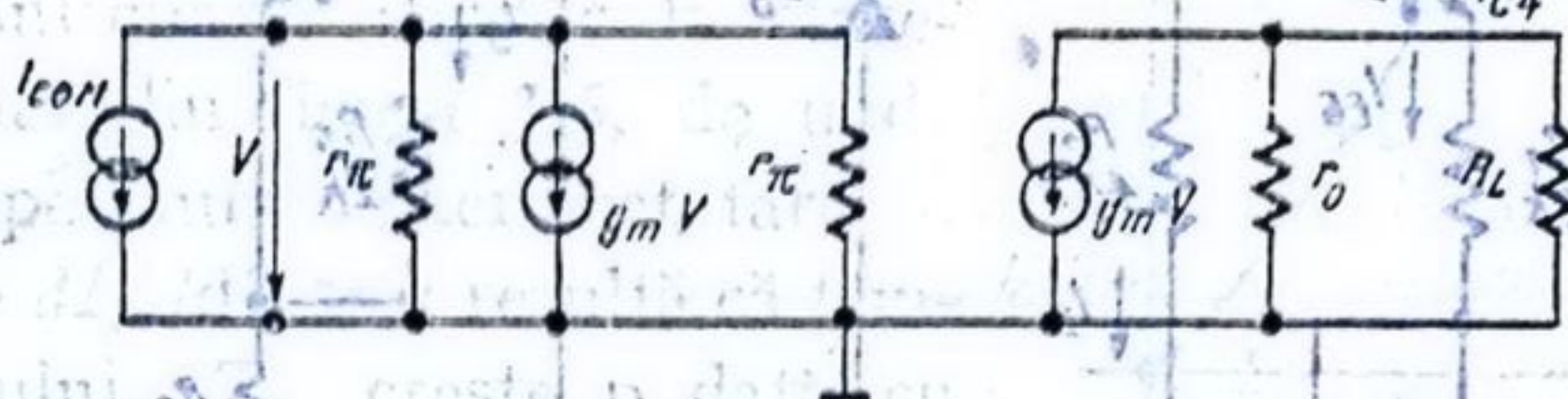


Fig. 3.4. Schema echivalentă de c.a., semnal mic, a oglinzii de curent.

Relația 3.2 arată că eroarea datorată valorii lui r_o depinde de raportul $\frac{r_o}{R_L}$; dacă $R_L = 0$ sau $r_o = \infty$, eroarea este nulă. O aproximare practică a erorii oglinzii de curent datorită valorii finite a lui β și a lui r_o este:

$$\frac{I_{COM} - I_{C4}}{I_{COM}} \approx \frac{2}{\beta} + \frac{R_L}{r_o}. \quad (3.3)$$

3.2.3. Termostatul

Schema electrică a termostatului este indicată în figura 3.5 (R_T este o rezistență conectată în exterior prin care se reglează valoarea temperaturii cipului).

Elementul care încălzește cipul este tranzistorul Q_{11} prin intermediul puterii pe care o disipă egală cu $V_s I_{C11}$. Ca urmare reglajul puterii disipate — deci și a temperaturii cipului — se reduce la controlul curentului I_{C11} . Deoarece $I_{C11} \sim I_{B9}$ (vezi figura 3.5) iar

$$I_{B9} = I_8 - I_{C5}^*) \quad (3.4)$$

analiza mecanismului de reglaj a temperaturii cipului trebuie să ia în discuție dependența de temperatură a curenților I_8 , I_{C5} .

*) Tranzistorul Q_{12} limitează curentul prin Q_{11} la pornire, atunci cînd cipul este rece, la o valoare $V_{BE12}/R_7 \approx 50$ mA. Mecanismul de limitare este clar; atît timp cît Q_{12} este deschis el detornează la masă creșterea ulterioară a curentului I_{B9} , pe care astfel nu o mai regăsim amplificată cu (aproximativ) $\beta_0 \beta_{11}$ în curentul de încălzire. După prima etapă a regimului tranzitoriu Q_{12} se blochează astfel că în această analiză vom presupune că $I_{C12} = 0$.

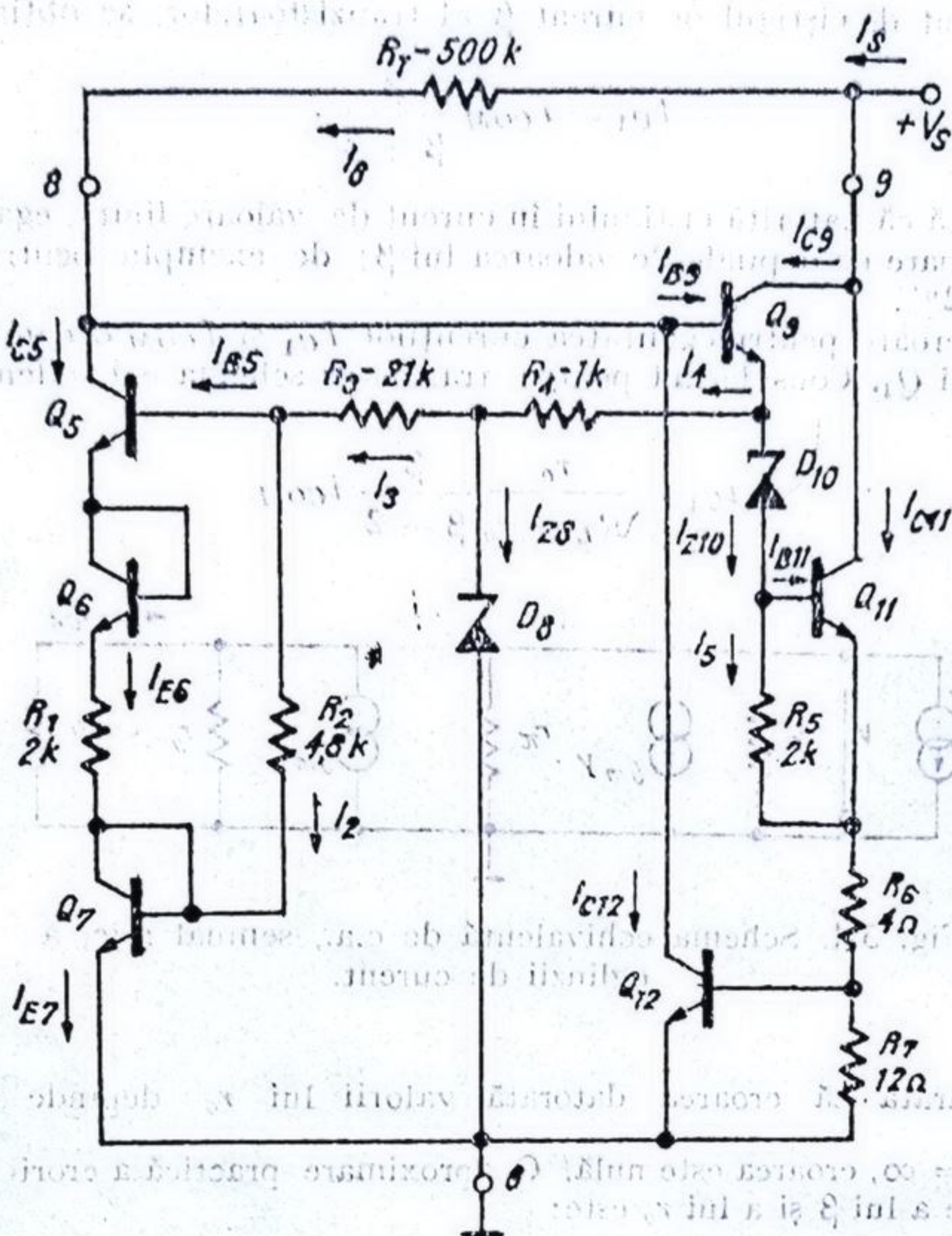


Fig. 3.5. Schema termostatlui.

Expresiile curenților I_{C5} și I_8 sînt:

$$I_{C5} = \frac{(V_{Z8} - V_{BE7}) \frac{R_2}{R_2 + R_3} - V_{BE5} - V_{BE6}}{R_1} \quad (3.5)$$

$$I_8 = \frac{V_{S} - V_{BE9} - V_{Z10} - V_{BE11}}{R_T} \quad (3.6)$$

Diodele Zener care rezultă în procesul de fabricație a circuitului β A726 au o tensiune de circa 7 V pentru care coeficientul de temperatură $dV_Z/dT > 0$. Tensiunea bază-emitor are un coeficient de temperatură negativ, $dV_{BE}/dT < 0$.

Se obține

$$dI_{C5}/dT > 0, \quad (3.7)$$

$$dI_8/dT \approx 0, \quad (3.8)$$

Tranzistoarele Q_6 și Q_7 „citesc” temperatura cipului (ele sînt senzorii de temperatură), închizînd o buclă de reacție electrotermică negativă într-adevăr dacă, de exemplu, cipul este mai rece decît indică valoarea prescrisă

în baza lui Q_9 se injectează un curent suplimentar ($I_8 \approx \text{const.}$, $I_{c5} \downarrow$ deci $I_{B9} \uparrow$), ceea ce conduce la mărirea puterii disipate de Q_{11} și implicit la creșterea temperaturii cipului. Bucla de reacție termică poate fi descrisă prin relația:

$$\beta_9 \beta_{11} (I_8 - I_{c5}) V_S R_{th} = T - T_a. \quad (3.9)$$

Relația precedentă împreună cu variația curentului I_{c5} cu temperatura, $I_{c5} = I_{c5}(T)$ unde $I_{c5}(T)$ este o funcție ce va fi determinată în continuare, conduc la reprezentarea grafică din figura 3.6, de unde se obține temperatura de termostatare.

Deoarece $dI_{c5}/dT > 0$ rezultă că temperatura cipului, T_j , crește o dată cu creșterea curentului I_8 , deci o dată cu scăderea valorii rezistenței R_T și invers.

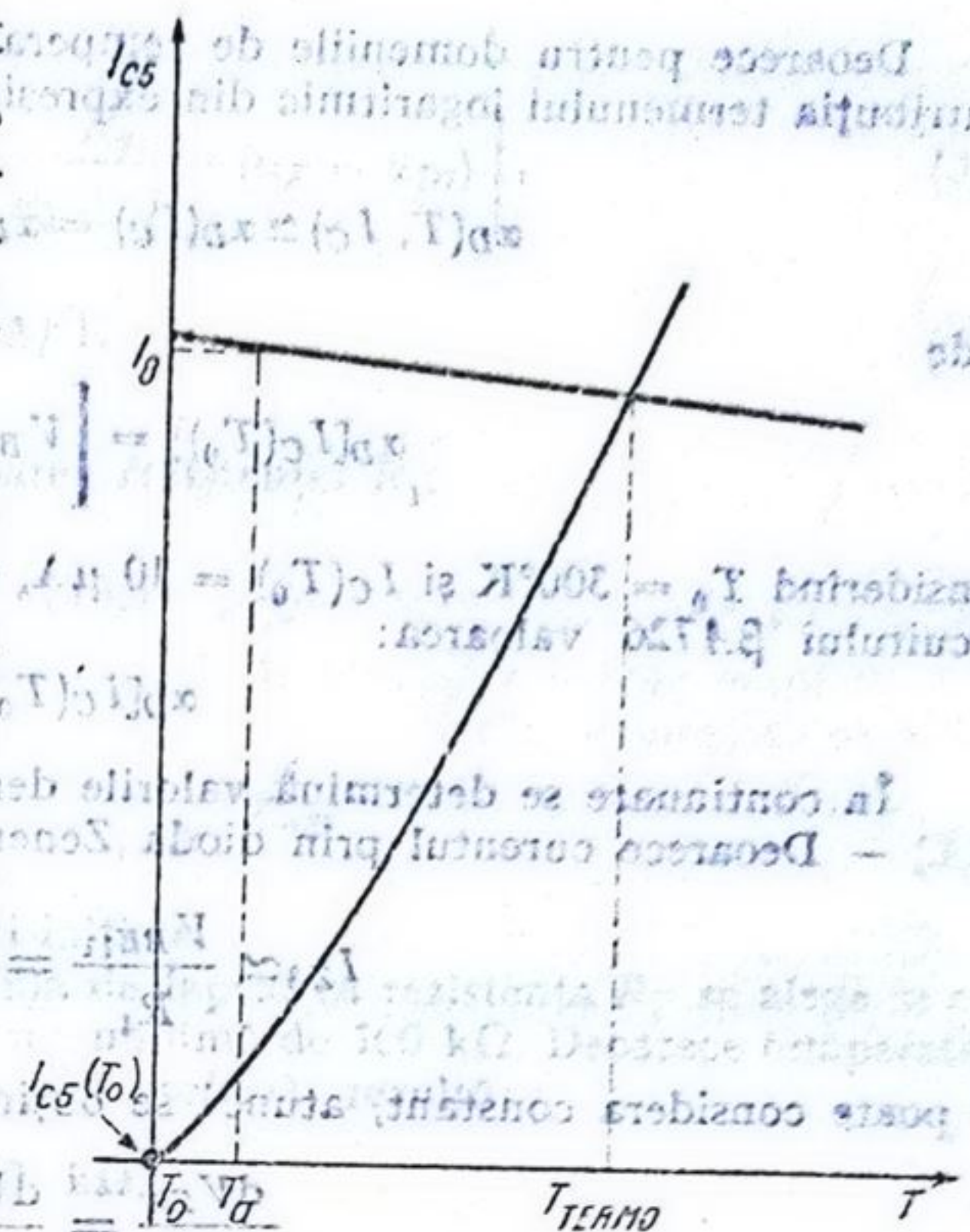


Fig. 3.6. Dependenta (calitativ) a curentului I_{c5} și I_8 de temperatura cipului.

Pentru evaluarea cantitativă a funcționării termostatalui, se determină în continuare dependența de temperatură a curentului I_{c5} ; ținând seama de relația 3.5, prin derivarea în raport cu temperatura absolută, T , rezultă:

$$\frac{dI_{c5}}{dT} = \frac{R_2}{R_1(R_2 + R_3)} \left(\frac{dV_{Z8}}{dT} - \frac{dV_{BE7}}{dT} \right) - \frac{1}{R_1} \left(\frac{dV_{BE5}}{dT} + \frac{dV_{BE6}}{dT} \right). \quad (3.10)$$

Pentru tensiunea V_{BE} există relația:

$$V_{BE} = \frac{E_G}{q} \left(1 - \frac{T}{T_0} \right) + V_{BE0} \frac{T}{T_0} + n \frac{kT}{q} \ln \frac{T_0}{T} + \frac{kT}{q} \ln \frac{I_C}{I_C(T_0)}, \quad (3.11)$$

unde

$$V_{BE0} = V_{BE}[T_0, I_C(T_0)].$$

Această relație se derivează membru cu membru și se obține

$$\frac{dV_{BE}}{dT} = \left[V_{BE0} - \frac{E_G}{q} \right] \frac{1}{T_0} + \frac{V_{T0}}{T_0} \left[-n + n \ln \frac{T_0}{T} + \ln \frac{I_C}{I_C(T_0)} \right] + \frac{V_{T0}}{T_0} \frac{T}{I_C} \frac{dI_C}{dT}.$$

Relația precedentă poate fi rescrisă astfel:

$$\frac{dV_{BE}}{dT} = \alpha_D(T, I_C) + \frac{V_{T0}}{T_0} \frac{T}{I_C} \frac{dI_C}{dT} \quad (3.12)$$

unde

$$\alpha_D = \left[V_{BE0} - \frac{E_G}{q} \right] \frac{1}{T_0} + \frac{V_{T0}}{T_0} \left[-n + n \ln \frac{T_0}{T} + \ln \frac{I_C}{I_C(T_0)} \right]$$

Deoarece pentru domeniile de temperatură obișnuite ($0^\circ\text{C} \dots +100^\circ\text{C}$) se poate neglija contribuția termenului logaritm din expresia lui $\alpha_D(T, I_C)$ se obține:

$$\alpha_D(T, I_C) \simeq \alpha_D(I_C) = \alpha_D[I_C(T_0)] + \frac{V_{T_0}}{T_0} \ln \frac{I_C}{I_C(T_0)} \quad (3.13)$$

unde

$$\alpha_D[I_C(T_0)] = \left[V_{BE0} - \frac{E_g}{q} \right] \frac{1}{T_0} - n \frac{V_{T_0}}{T_0} \quad (3.14)$$

Considerînd $T_0 = 300^\circ\text{K}$ și $I_C(T_0) = 10 \mu\text{A}$, din considerente tehnologice se obține în cazul circuitului 3A726 valoarea:

$$\alpha_D[I_C(T_0)] = -2 \text{ mV}/^\circ\text{K} \quad (3.15)$$

În continuare se determină valorile derivatelor care apar în relația 3.11:

— Deoarece curentul prin dioda Zener D_3

$$I_{Z3} \simeq \frac{V_{BE11}}{R_4} = \frac{0,65 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 0,65 \text{ mA},$$

se poate considera constant, atunci se obține:

$$\frac{dV_{Z3}}{dT} = \frac{dV_{Z3}}{dT} \bigg|_{I_{Z3}=\text{ct.}} = \alpha_Z$$

Pentru procesul tehnologic al circuitului 3A726, α_Z are valoarea tipică

$$\alpha_Z = +2,8 \text{ mV}/^\circ\text{K}. \quad (3.16)$$

— Prin tranzistorul Q_7 circulă curentul

$$I_{C7} \simeq \frac{V_{BE5} + V_{BE6}}{R_{2A} + R_{2B}} = \frac{2 \times 0,65 \text{ V}}{4,8 \text{ k}\Omega} = 0,23 \text{ mA} \text{ (se neglijează } I_{C5} \text{, vezi relația 3.27)}$$

care fiind constant se poate scrie, folosind relațiile 3.12, 3.13 și 3.15:

$$\alpha_{D7} = \frac{dV_{BE7}}{dT} = -2 \text{ mV}/^\circ\text{K} + \frac{26 \text{ mV}}{300^\circ\text{K}} \ln \frac{230}{10} = -1,73 \text{ mV}/^\circ\text{K}. \quad (3.17)$$

— Din figura 3.5 se observă că prin tranzistoarele Q_5 și Q_6 curentii sînt egali, iar tranzistoarele avînd geometrii identice, se obține:

$$V_{BE5} = V_{BE6}$$

Cu observațiile precedente, relația 3.10 devine:

$$\frac{dI_{C5}}{dT} = -\frac{2}{R_1} \frac{dV_{BE5}}{dT} + \frac{R_2}{R_1(R_2 + R_3)} (\alpha_Z - \alpha_{D7}) \quad (3.18)$$

Conform relațiilor 3.12 și 3.13 se obține:

$$\frac{dV_{BE5}}{dT} = \alpha_D(I_{C5}) + \frac{V_{T_0}}{T_0} \frac{T}{I_{C5}} \frac{dI_{C5}}{dT}. \quad (3.19)$$

Vom considera, pentru simplificarea calculului, că $\alpha_D(I_{C5}) = \alpha_{D5} \simeq \text{ct.}$; cu relațiile 3.18 și 3.19 se formează ecuația diferențială:

$$\frac{dI_{C5}}{dT} = \frac{A \frac{I_{C5}}{T}}{B + \frac{I_{C5}}{T}} \quad (3.20)$$

unde

$$A = \frac{1}{R_1} \left[-2\alpha_{D6} + \frac{R_2}{R_2 + R_3} (\alpha_Z - \alpha_{D7}) \right], \quad (3.21)$$

$$B = \frac{2V_{T0}}{R_1 T_0} = 0,086 \mu A/^{\circ}K. \quad (3.22)$$

Se observă că raportul A/B nu depinde de valoarea rezistenței R_1 .
Soluția ecuației 3.20 este

$$I_{C5} = Tu(T),$$

unde $u(T)$ este definită implicit prin relația:

$$\frac{B}{A-B} = K_0 T |u - A + B|^{A-B}, \quad (3.23)$$

K_0 fiind o constantă ce se determină din condiții inițiale.

Pentru explicitarea relației 3.23 se ține seama de faptul că rezistența R_T se alege în cele mai multe cazuri de valoare 500 k Ω , avind valoarea minimă de 100 k Ω . Deoarece temperatura de termostatare (pentru care se calculează I_{C5}) este pozitivă, rezultă:

$$R_T \geq 100 \text{ k}\Omega,$$

$$T \geq 273^{\circ}K,$$

valori care conduc cu ajutorul relației 3.7 la rezultatul

$$u = \frac{I_{C5}}{T} < \frac{I_{C5}(R_T = 100 \text{ k}\Omega)}{273^{\circ}K} = \frac{36V - 0,65V - 7V - 0,65V}{273^{\circ}K \times 100 \text{ k}\Omega} = 0,79 \mu A/^{\circ}K.$$

Considerind valoarea aproximativă $\alpha_{D6} = -2 \text{ mV}/^{\circ}K$, cu relațiile 3.17, 3.21, 3.22 și rezultatul precedent, se obține:

$$\left[\left(\frac{A-B}{A-B} \right) - u \right] \geq 2,42 \left(\mu A/^{\circ}K - 0,086 \right) \mu A/^{\circ}K - 0,79 \mu A/^{\circ}K > 0.$$

Cu acest rezultat se poate explicita modulul din relația 3.23:

$$|u - A + B| = A - B - u. \quad (3.24)$$

Preluând relația 3.23 ținind seama de relația 3.24, se obține:

$$T = \frac{I_{C5}}{A-B} + \left(T_0 \frac{I_{C50}}{A-B} \right) \left(\frac{I_{C5}}{I_{C50}} \right)^{\frac{B}{A}} \quad (3.25)$$

unde

$$I_{C50} = I_{C5}(T_0).$$

Valoarea curentului I_{C5} este soluția următoarei ecuații neliniare:

$$R_1 I_{C50} = (V_{Z0} - V_{BE7}) \frac{R_2}{R_2 + R_3} - 2V_{T0} \ln \frac{I_{C50}}{I_s(T_0)} \quad (3.26)$$

obținută din relația 3.6, în care s-a ținut seama că $V_{BE5} = V_{BE6}$ și $T = T_0$.

Trecind la valorile numerice corespunzătoare figurii 3.5 precum și procesului tehnologic [$I_s(T_0) = 0,73 \times 10^{-16} \text{ A}$, $V_Z = 7 \text{ V}$, $V_{BE7} = 0,65 \text{ V}$], se determină prin calcul soluția ecuației 3.26:

$$I_C(T_0) = I_{C50} = 0,55 \mu A. \quad (3.27)$$

Temperatura de termostatare se poate evalua acum ca soluție a sistemului format cu ajutorul relațiilor 3.9 și 3.25:

$$I_{C5} = I_8 - \frac{T - T_a}{\beta^2 V_S R_{th}}, \quad (3.28)$$

$$T = \frac{I_{C5}}{A - B} + \left(T_0 - \frac{I_{C50}}{A - B} \right) \left(\frac{I_{C5}}{I_{C50}} \right)^{\frac{B}{A}},$$

considerînd $\beta_9 = \beta_{11} = \beta$ în relația 3.9.

Valorile pentru mărimile B , I_{C50} , I_8 se obțin din relațiile 3.22, 3.27, 3.6, iar valoarea lui A se calculează astfel:

(a) Se consideră soluția aproximativă a sistemului 3.28.

$$I_{C5} \approx I_8;$$

(b) pentru coeficientul α_{D5} vom considera valoarea medie

$$\alpha_{D5} = \frac{\alpha_{D5}(I_{C50}) + \alpha_{D5}(I_8)}{2},$$

Cu ajutorul relației 3.12 se obține:

$$\alpha_{D5} = \alpha_D[I_C(T_0)] + \frac{1}{2} \frac{V_{T0} \ln \frac{I_{C50} I_8}{I_C^2(T_0)}}{T_0 (\Omega I^2 C(T_0))} \quad (3.29)$$

Acum valoarea lui A se poate determina cu relațiile 3.21, 3.29, 3.27, 3.6, 3.16, 3.17.

Soluția sistemului 3.28 se poate obține grafic, la intersecția celor două caracteristici $I_{C5}(T)$; de asemenea soluția se poate obține numeric prin rezolvarea ecuației neliniare:

$$T = \frac{1}{A - B} \left(I_8 - \frac{T - T_a}{\beta^2 V_S R_{th}} \right) + \left(T_0 - \frac{I_{C50}}{A - B} \right) \left[\frac{1}{I_{C50}} \left(I_8 - \frac{T - T_a}{\beta^2 V_S R_{th}} \right) \right]^{\frac{B}{A}} \quad (3.30)$$

Pentru rezolvarea numerică a ecuației 3.30 se consideră valorile:

$$\beta = 100$$

$$V_S = 30 \text{ V}$$

$$R_{th} = 200^\circ\text{C/W} + \frac{1}{A - B}$$

$$T_a = 300^\circ\text{K}$$

$$R_T = 500 \text{ k}\Omega$$

Curentul I_8 se calculează cu relația 3.6:

$$I_8 = \frac{30 \text{ V} - 0,65 \text{ V} - 7 \text{ V} - 0,65 \text{ V}}{500 \text{ k}\Omega} = 43,4 \mu\text{A}. \quad (3.31)$$

Coeficientul α_{D5} se determină cu relațiile 3.15, 3.27, 3.31, 3.29:

$$\alpha_{D5} = -2 \text{ mV}/^\circ\text{K} + \frac{1}{2} \frac{26 \text{ mV}}{300^\circ\text{K}} \ln \frac{43,4 \times 0,55}{10^{-3}} = -2,06 \text{ mV}/^\circ\text{K}. \quad (3.32)$$

Cu relațiile 3.21, 3.16, 3.17, 3.32 se calculează valoarea lui A :

$$A = \frac{1}{2} \left[2 \times 2,06 + \frac{4,8}{25,8} (2,8 + 1,73) \right] \mu\text{A}/^\circ\text{K} = 3,38 \mu\text{A}/^\circ\text{K}. \quad (3.33)$$

Soluția grafică este dată în figura 3.7; se obține $T_{\text{TERMO}} = 349^\circ\text{K}$ (76°C).

Soluția numerică a ecuației 3.30 se determină ținând seama de valorile pentru A , B , I_s , I_{C50} obținute din relațiile 3.33, 3.22, 3.31, 3.27:

$$T_{\text{TERMO}} \approx 349^\circ\text{K} \quad (76^\circ\text{C}) \quad (3.34)$$

Pentru soluția ecuației 3.30 există o formă analitică aproximativă, ce se obține ținând seama de următoarea observație:

$$\begin{aligned} \frac{T_{\text{TERMO}} - T_a}{\beta^2 V_S R_{th}} &= \frac{349 - 300}{100^2 \times 30 \times 200 \times 10^{-6}} \mu\text{A} = \\ &= 0,82 \mu\text{A} \ll I_s = 43,4 \mu\text{A}. \end{aligned}$$

Se obține cu aproximația precedentă următoarea formă analitică pentru soluția ecuației 3.30:

$$\begin{aligned} T_{\text{TERMO}} &= \frac{I_s}{A - B} + \\ &+ \left(T_0 - \frac{I_{C50}}{A - B} \right) \left(\frac{I_s}{I_{C50}} \right)^{\frac{B}{A}} \quad (3.35) \end{aligned}$$

Relația 3.35 furnizează, cu bună precizie valoarea temperaturii de termostatare.

Valoarea temperaturii de termostatare comportă o discuție relativ la influența pe care o are dispersia tehnologică a mărimilor ce intervin în soluția ecuației 3.30.

Relațiile necesare acestor analize sînt următoarele:

$$\begin{aligned} T_{\text{TERMO}} &= \frac{1}{A - B} \left(I_s - \frac{T_{\text{TERMO}} - T_a}{\beta^2 V_S R_{th}} \right) + \\ &+ \left(T_0 - \frac{I_{C50}}{A - B} \right) \left[\frac{1}{I_{C50}} \left(I_s - \frac{T_{\text{TERMO}} - T_a}{\beta^2 V_S R_{th}} \right) \right]^{\frac{B}{A}}, \end{aligned}$$

$$R_1 I_{C50} + 2V_{T0} \ln \frac{I_{C50}}{I_s(T_0)} = (V_Z - V_{BE}) \frac{R_2}{R_2 + R_3},$$

$$A = \frac{1}{R_1} \left[-2\alpha_{D5} + \frac{R_2}{R_2 + R_3} (\alpha_{D2} - \alpha_{D7}) \right],$$

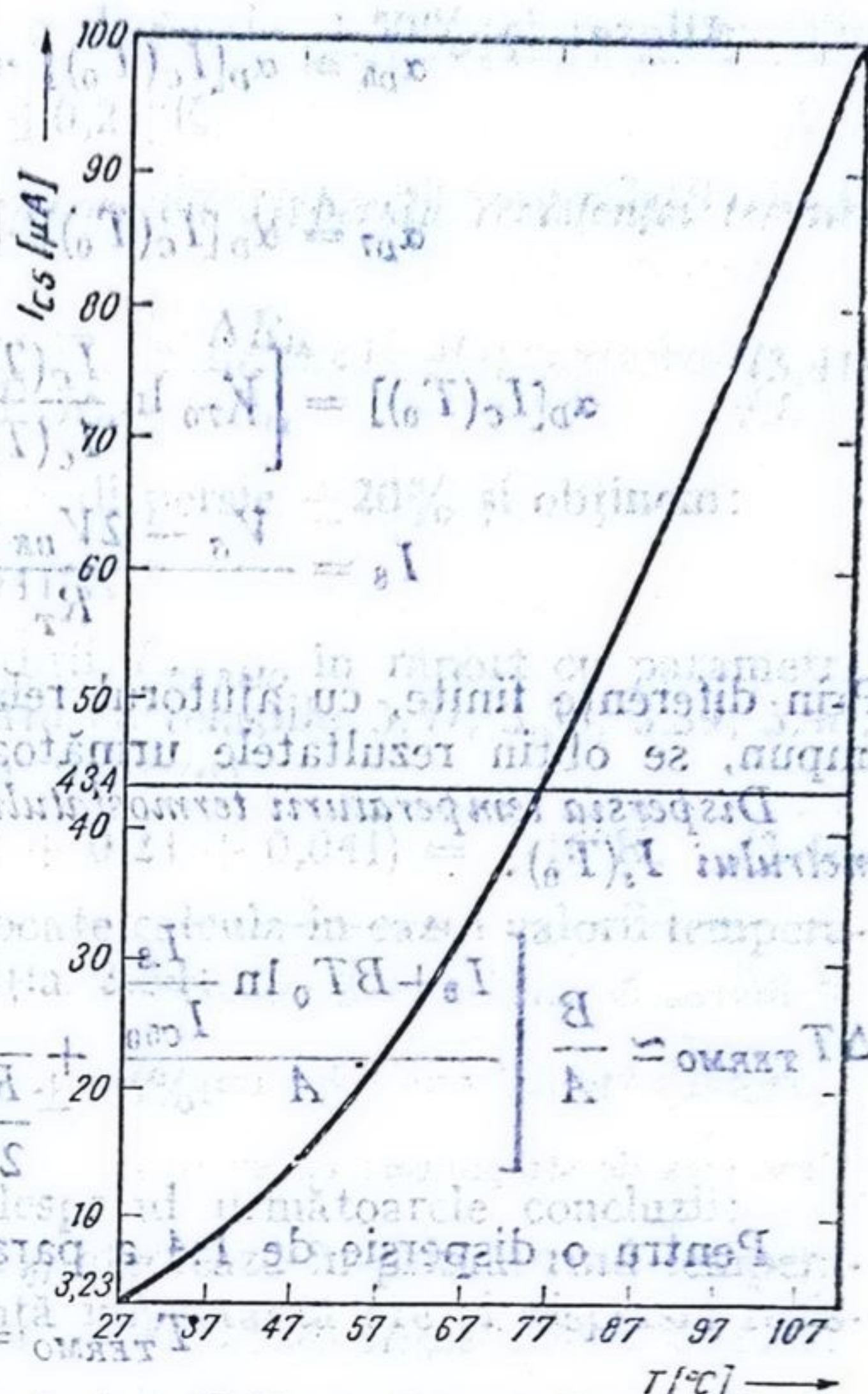


Fig. 3.7. Soluția grafică a ecuației 3.30.

$$\alpha_{D5} = \alpha_D[I_C(T_0)] + \frac{1}{2} \frac{V_{T0}}{T_0} \ln \frac{I_{S5} I_{C50}}{I_C^2(T_0)} \quad (3.36)$$

$$\alpha_{D7} = \alpha_D[I_C(T_0)] + \frac{V_{T0}}{T_0} \ln \frac{I_{C7}}{I_C(T_0)}$$

$$\alpha_D[I_C(T_0)] = \left[V_{T0} \ln \frac{I_C(T_0)}{I_C(T_0)} - \frac{E_G}{q} \right] \frac{1}{T_0} - \frac{nV_{T0}}{T_0}$$

$$I_S = \frac{V_S - 2V_{BE} - V_Z}{R_T}$$

Prin diferențe finite, cu ajutorul relațiilor 3.36, făcînd aproximațiile ce se impun, se obțin rezultatele următoare.

Dispersia temperaturii termostatlui, T_{TERMO} , în raport cu dispersia parametrului $I_S(T_0)$:

$$\Delta T_{TERMO} \simeq \frac{B}{A} \left[\frac{I_S + BT_0 \ln \frac{I_S}{I_{C50}}}{A} + \frac{R_1 I_S}{2V_{T0}} \left(T_0 - \frac{I_S}{B} \right) \frac{\Delta I_S(T_0)}{I_S(T_0)} \right] \quad (3.37)$$

Pentru o dispersie de 1:4 a parametrului $I_S(T_0)$ se obține

$$T_{TERMO} = +11,67^\circ \text{K}.$$

Dispersia temperaturii T_{TERMO} în raport cu dispersia tensiunii V_Z :

$$\Delta T_{TERMO} \simeq \frac{1}{A} \left(\frac{R_2}{R_2 + R_3} \frac{B}{R_1 I_S + 2V_{T0} \frac{I_S}{I_{C50}}} + \frac{1}{R_T} \right) \Delta V_Z \quad (3.38)$$

Considerînd pentru dispersia ΔV_Z valoarea $\pm 0,3 \text{ V}$ se obține

$$\Delta T_{TERMO} = \pm 0,26^\circ \text{K}.$$

Dispersia temperaturii T_{TERMO} în raport cu dispersia rezistenței R_1

$$\Delta T_{TERMO} \simeq \frac{I_S}{A} \frac{\Delta R_1}{R_1} \quad (3.39)$$

Se consideră pentru R_1 o dispersie $\pm 20\%$ și se obține

$$\Delta T_{TERMO} = \pm 3,72^\circ \text{K}.$$

Dispersia temperaturii T_{TERMO} în raport cu dispersia parametrului β

$$\Delta T_{TERMO} \simeq \frac{T_{TERMO} - T_a}{A \beta^2 V_S R_{th}} \frac{2 \Delta \beta}{\beta} \quad (3.40)$$

Se consideră pentru parametrul β o dispersie $\pm 50\%$ și rezultă:

$$\Delta T_{\text{TERMO}} = \pm 0,21^\circ\text{K}.$$

Dispersia temperaturii T_{TERMO} în raport cu dispersia rezistenței termice a capsulei:

$$\Delta T_{\text{TERMO}} \approx \frac{T_{\text{TERMO}} - T_a}{A\beta^2 V_s R_{th}} \frac{\Delta R_{th}}{R_{th}} \quad (3.41)$$

Se consideră pentru parametrul R_{th} o dispersie $\pm 20\%$ și obținem:

$$\Delta T_{\text{TERMO}} = \pm 0,041^\circ\text{K}$$

Ținând seama de dispersia temperaturii T_{TERMO} în raport cu parametrii tehnologici $I_s(T_0)$, V_z , R_1 , β , R_{th} , conform cu relațiile 3.37, 3.38, 3.39, 3.40, 3.41, se obține pentru dispersia totală valoarea:

$$\Delta T_{\text{TERMO}} = \pm(11,67 + 0,26 + 3,72 + 0,21 + 0,041) = \pm 16^\circ\text{K}. \quad (3.42)$$

Cu rezultatul obținut în relația 3.42, se poate calcula în cazul valorii temperaturii de termostatare obținută în relația 3.34:

$$\frac{\Delta T_{\text{TERMO}}}{T_{\text{TERMO}}} = \pm 4,6\%$$

Din rezultatele obținute mai sus se desprind următoarele concluzii:

- Dispersia valorii curentului $I_s(T_0)$ afectează în primul rând temperatura de termostatare; o influență importantă are și dispersia rezistenței R_1 .
- Dispersia tensiunii V_z , a parametrului β și a rezistenței termice R_{th} nu afectează, practic, valoarea temperaturii de termostatare, acestea fiind corecții de ordinul doi.

De asemenea, cu ajutorul relațiilor 3.36 se determină influența temperaturii mediului ambiant (T_a) asupra temperaturii de termostatare,

$$\frac{\Delta T_{\text{TERMO}}}{\Delta T_a} = \frac{1}{A\beta^2 V_s R_{th}} = 0,53\% \quad (3.43)$$

Dacă se consideră pentru temperatura ambiantă valoarea de 300°K , o variație de $\pm 20^\circ\text{C}$ în jurul acestei valori conduce la o variație a temperaturii de termostatare, conform relației 3.43:

$$\Delta T_{\text{TERMO}} \approx \pm 0,1^\circ\text{C}.$$

Relația 3.43 permite evaluarea factorului de rejecție a temperaturii ambiante:

$$ATTR = \frac{\Delta T_a}{\Delta T_{\text{TERMO}}} = A\beta^2 V_s R_{th} = 189. \quad (3.44)$$

Din relația 3.44 se observă că factorul de rejecție nu depinde de valoarea temperaturii de termostatare, însă depinde direct proporțional de parametrii β , R_{th} , A (considerînd tensiunea de alimentare, V_s , de valoare fixă).

3.3. Parametri

3.3.1. Performanțele circuitului

Performanțele circuitului² sînt prezentate în Tabelul 3.1 și figurile 3.8 și 3.9.

Tabelul 3.1

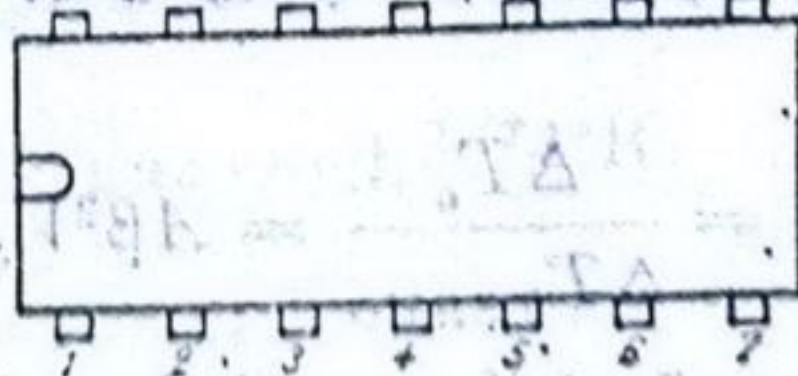
BA 726

Tranzistoare termostatare

VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

Tensiunea de alimentare a termostatului	V_{9-6}	36 V
Curentul admisibil prin orice tranzistor	I_C	5 mA
Tensiunea de străpungere colector-bază	V_{CBO}	40 V
Tensiunea de străpungere emitor-bază	V_{EBO}	5 V
Tensiunea de străpungere colector-emitor	V_{CEO}	36 V
Tensiunea de străpungere între orice terminal al capsulei și substrat (terminal 6)	V_{IZ}	40 V
Notă : Toate mărimile de mai sus sînt date la $T_a = 25^\circ\text{C}$, avînd termostatul în funcțiune fixat la $T_f = 100^\circ\text{C}$		
Gama temperaturilor de stocare		$-40^\circ\text{C} \dots +125^\circ\text{C}$
Gama temperaturilor de funcționare		$0^\circ\text{C} \dots +70^\circ\text{C}$
Temperatura maximă a joncțiunilor		$+125^\circ\text{C}$

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR



capsulă TO 116
vedere de sus

Tabelul 3.1 (continuare)

 $\beta A726$

1 B_1	8 R_T (reglaj temperatură)
2 Neconectat	9 V^+
3 B_2	10 C_1
4 E_2	11 E_1
5 C_2	12 $E_{3,4}$
6 V^-	13 $C_3 B_{3-4}$
7 Neconectat	14 C_4

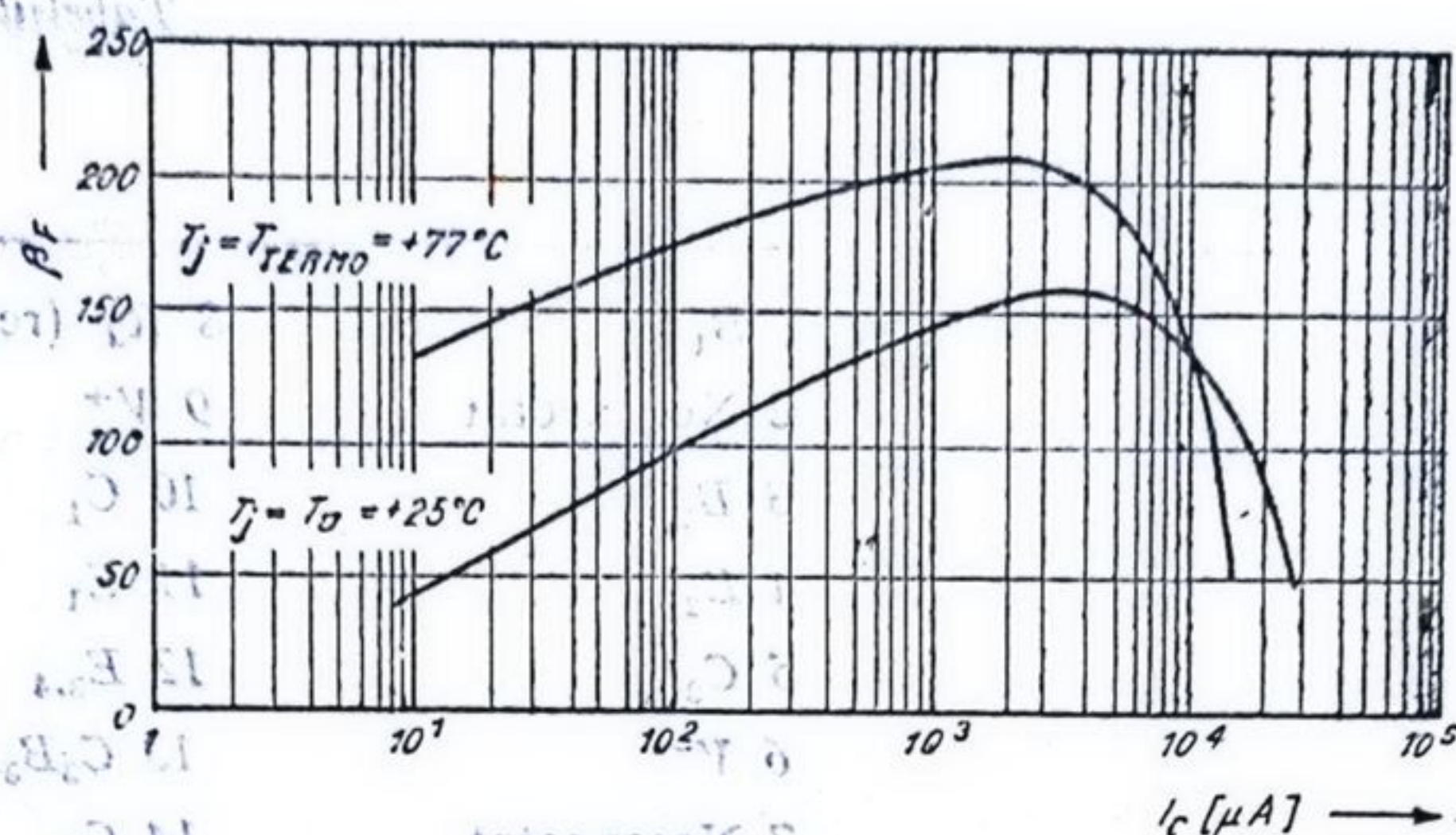
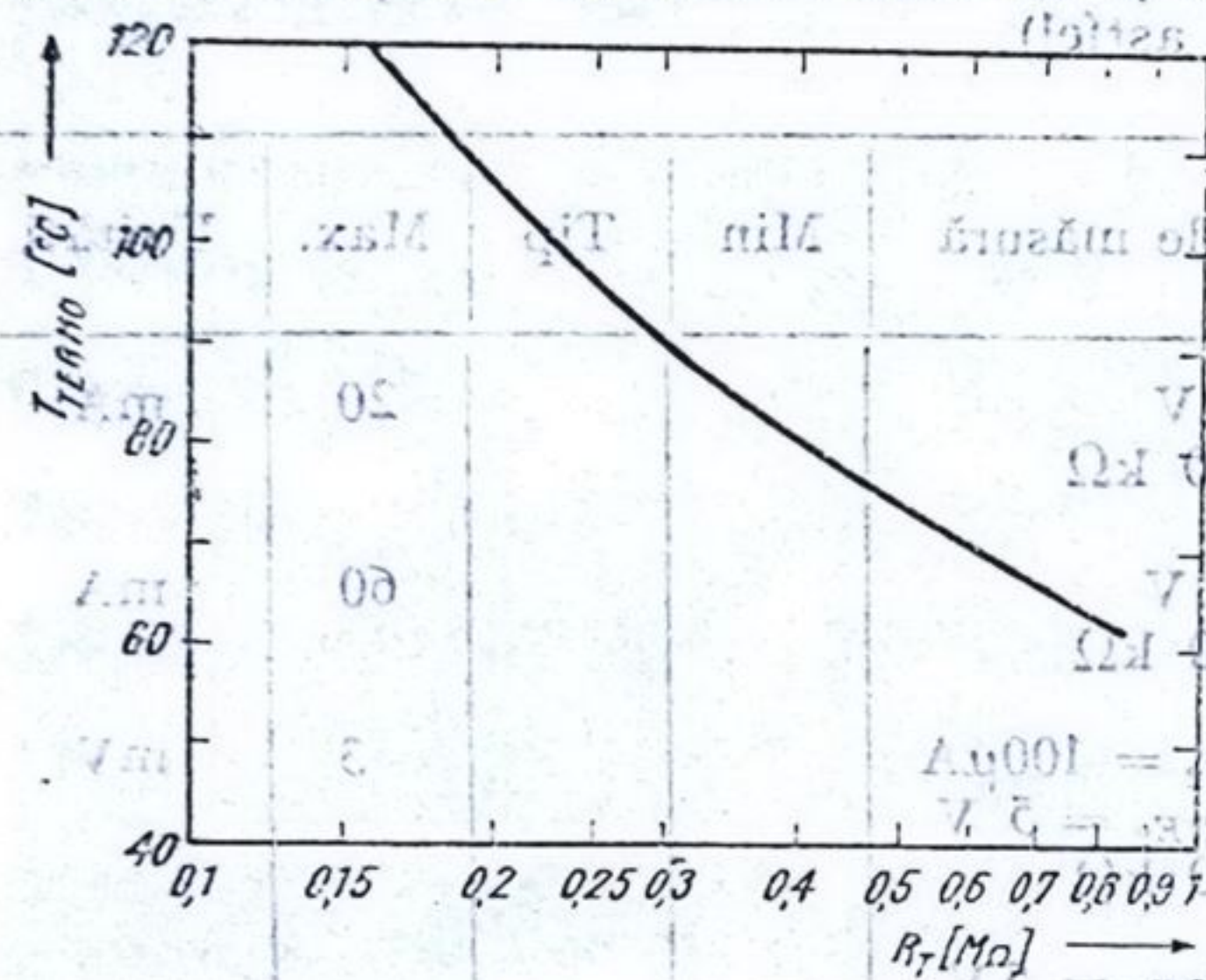
CARACTERISTICI ELECTRICE (la $T_a = 25^\circ\text{C}$ și cu termostatul în funcțiune dacă nu se specifică astfel)

Parametrul	Simbol	Condiții de măsură	Min	Tip	Max.	Unități
Curentul de alimentare al termostatlui		$V_{9-6} = 30\text{ V}$ $R_{8-9} = 500\text{ k}\Omega$			20	mA
Virful de curent absorbit la conectarea alimentării		$V_{9-6} = 30\text{ V}$ $R_{8-9} = 500\text{ k}\Omega$			60	mA
Tensiunea de offset a perechii de tranzistoare	$\pm V_{OS}$	$I_{C1} = I_{C2} = 100\mu\text{A}$ $V_{CE1} = V_{CE2} = 5\text{ V}$ $R_{8-9} = 500\text{ k}\Omega$			3	mV
Curenții de bază ai tranzistoarelor Q_1, Q_2	I_{B1} I_{B2}	$V_{CE1} = V_{CE2} = 5\text{ V}$ $R_{8-9} = 500\text{ k}\Omega$ $I_{C1} = I_{C2} = 100\mu\text{A}$ $I_{C1} = I_{C2} = 10\mu\text{A}$			2 0,5	μA μA
Precizia oglinzii de curent	I_{C4}/I_{C3}	$I_{C3} = 100\mu\text{A}$			± 20	%
Temperatura de termostatare	T_{TERMO}	$R_{8-9} = 500\text{ k}\Omega$		77		$^\circ\text{C}$
Variația temperaturii de termostatare	ΔT_{TERMO}	$R_{8-9} = 500\text{ k}\Omega$ $T_a = 0...70^\circ\text{C}$		2		$^\circ\text{C}$

CARACTERISTICI TERMICE

Rezistența termică joncțiune-ambiant	$R_{th, j-a}$	200 $^\circ\text{C/W}$
--------------------------------------	---------------	------------------------

Valorile limită absolută indicate în Tabelul 3.1 delimitează domeniul admis pentru funcționarea circuitului. Neîncadrarea în aceste valori duce la diminuarea performanțelor circuitului sau chiar la distrugerea acestuia; de aceea, la proiectarea schemelor de aplicații, trebuie ca valorile limită absolută să nu fie depășite.

Fig. 3.8. Dependenta parametrului β_F de curentul de colector, I_C .Fig. 3.9. Dependenta tipică a temperaturii de termostatare de valoarea rezistenței R_T , (conectată între terminalele 8 și 9). Față de temperatura indicată în grafic temperatura reală poate varia cu $\pm 20\%$.

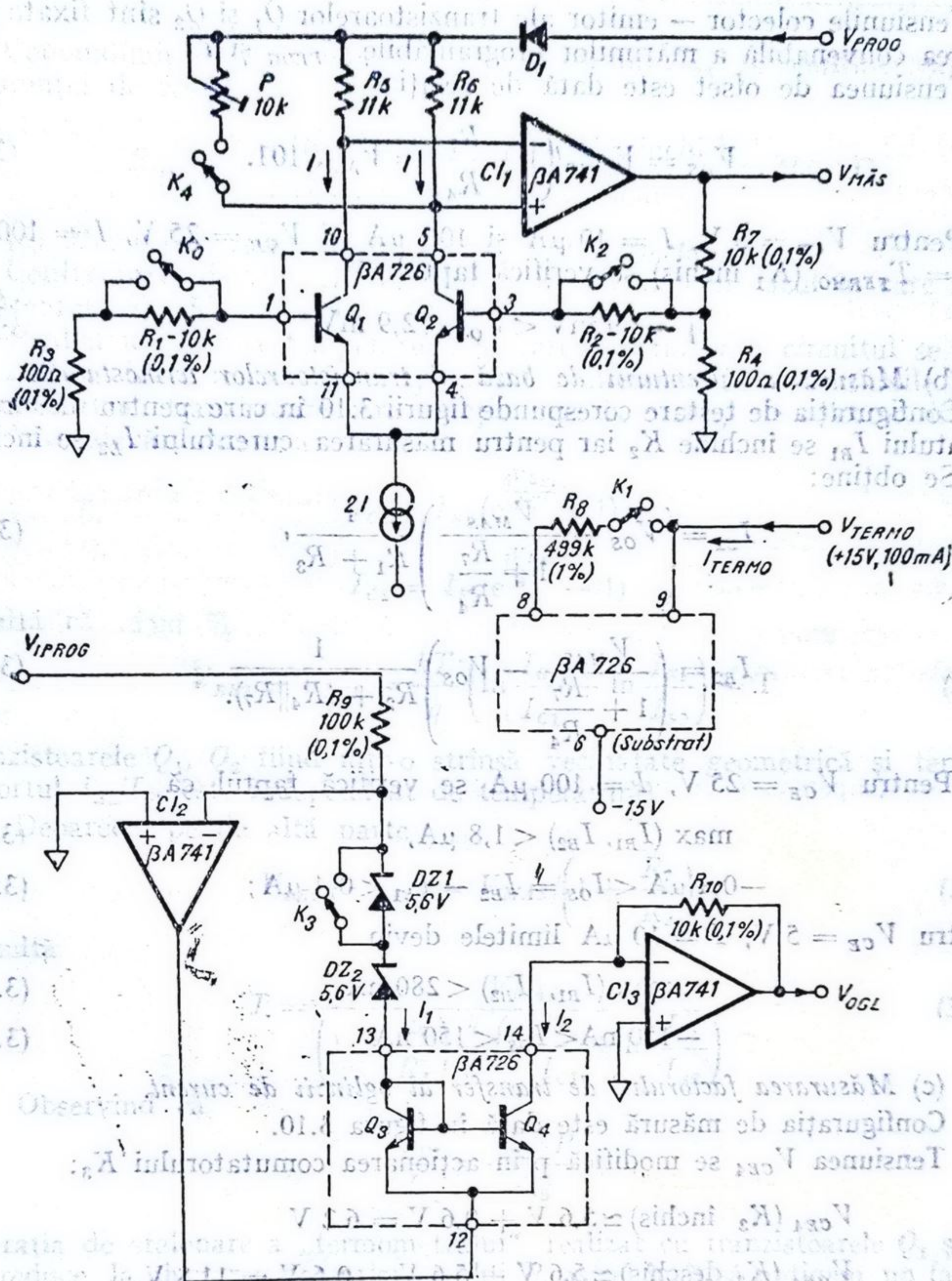
3.3.2. Măsurători la fabricant

La IPRS-BĂNEASA, testarea circuitului $\beta A726$ se efectuează cu ajutorul calculatorului pe un sistem automat de măsurare.

Testarea circuitului integrat $\beta A726$ se face prin intermediul unei interfețe de test specifice, asociată sistemului. În continuare, se prezintă măsurătorile efectuate, conform programului de testare, precum și valorile aferente ale mărimilor măsurate, pentru care circuitul este considerat bun de livrare beneficiarilor.

În figura 3.10 este reprezentată schema simplificată a interfeței de test pentru $\beta A726$.

Prin programul de test se comandă acționarea releelor K_0, K_1, K_2, K_3, K_4 , în funcție de configurația de măsură necesară la momentul respectiv. Tensiunile continue și curenții menționați în fig. 3.10, respectiv V_{PROG} , V_{TERMO} , V_{MAS} , V_{OCL} , fie că sînt mărimi de excitație sau de măsură, se programează sau se măsoară digital, conform programului de testare al acestui circuit.

Fig. 3.10. Schema simplificată a interfeței de test a circuitului $\beta A726$.

În continuare se prezintă, pe scurt, secvența de măsură pentru acest circuit integrat.

(a) *Măsurarea tensiunii de offset a perechii de tranzistoare termostatate.*

Configurația de măsură se obține din figura 3.10 pentru cazul când releele K_0 și K_2 sînt închise.

Tensiunile colector — emitor ale tranzistoarelor Q_1 și Q_2 sînt fixate prin alegerea convenabilă a mărimilor programabile V_{PROG} și I .

Tensiunea de ofset este dată de relația

$$V_{OS} = V_{MAS} / \left(1 + \frac{R_7}{R_4}\right) = V_{MAS} / 101. \quad (3.45)$$

Pentru $V_{CE} = 5 \text{ V}$, $I = 10 \text{ } \mu\text{A}$ și $100 \text{ } \mu\text{A}$ și $V_{CE} = 25 \text{ V}$, $I = 100 \text{ } \mu\text{A}$ la $T = T_{TERMO}$ (K_1 închis) se verifică faptul că

$$-2,9 \text{ mV} < V_{OS} < 2,9 \text{ mV} \quad (3.46)$$

(b) *Măsurarea curentului de bază al tranzistoarelor termostatate.*

Configurația de testare corespunde figurii 3.10 în care pentru măsurarea curentului I_{B1} se închide K_2 iar pentru măsurarea curentului I_{B2} se închide K_0 . Se obține:

$$I_{B1} = \left(V_{OS} - \frac{V_{MAS}}{1 + \frac{R_7}{R_4}} \right) \frac{1}{R_1 + R_3}, \quad (3.47)$$

$$I_{B2} = \left(\frac{V_{MAS}}{1 + \frac{R_7}{R_4}} - V_{OS} \right) \frac{1}{R_2 + (R_4 \parallel R_7)}. \quad (3.48)$$

Pentru $V_{CE} = 25 \text{ V}$, $I = 100 \text{ } \mu\text{A}$ se verifică faptul că

$$\max(I_{B1}, I_{B2}) < 1,8 \text{ } \mu\text{A}, \quad (3.49)$$

$$-0,4 \text{ } \mu\text{A} < I_{OS} = I_{B2} - I_{B1} < 0,4 \text{ } \mu\text{A}; \quad (3.50)$$

pentru $V_{CE} = 5 \text{ V}$, $I = 10 \text{ } \mu\text{A}$ limitele devin

$$\max(I_{B1}, I_{B2}) < 280 \text{ nA} \quad (3.51)$$

$$-150 \text{ nA} < I_{OS} < 150 \text{ nA} \quad (3.52)$$

(c) *Măsurarea factorului de transfer al oglinzii de curent.*

Configurația de măsură este dată în figura 3.10.

Tensiunea V_{CE4} se modifică prin acționarea comutatorului K_3 :

$$V_{CE4} (K_3 \text{ închis}) \simeq 5,6 \text{ V} + 0,6 \text{ V} = 6,2 \text{ V}$$

$$V_{CE4} (K_3 \text{ deschis}) \simeq 5,6 \text{ V} + 5,6 \text{ V} + 0,6 \text{ V} = 11,8 \text{ V}.$$

Curenții I_1 și I_2 au expresiile:

$$I_1 = V_{I\text{ PROG}} / R_9, I_2 = V_{OGL} / R_{10}. \quad (3.53)$$

La temperatura $T = T_{TERMO}$ (K_1 închis) pentru $V_{CE4} = 6,2 \text{ V}$, $I = 100 \text{ } \mu\text{A}$ se verifică faptul că

$$82 \text{ } \mu\text{A} < I_2 < 118 \text{ } \mu\text{A},$$

Comandîndu-se deschiderea întrerupătorului K_3 se verifică valoarea rezistenței de ieșire

$$R_{ies} = \frac{V_{CE4}(K_3 \text{ deschis}) - V_{CE4}(K_3 \text{ închis})}{I_2(K_3 \text{ deschis}) - I_2(K_3 \text{ închis})} > 500 \text{ k}\Omega$$

(d) *Măsurarea temperaturii de lucru a termostatlui.*

Configurația de măsură corespunde figurii 3.10 în cazul în care întrerupătoarele K_0 , K_1 , K_2 și K_4 sînt închise.

Pentru măsurarea temperaturii la care funcționează circuitul se utilizează dependența liniară de temperatură a diferenței între tensiunile bază-emitor a două tranzistoare care funcționează la curenți de colector diferiți.

Într-adevăr, deoarece

$$I_{C1} = I_{S1} \left(e^{\frac{qV_{BE1}}{kT}} - 1 \right)$$

$$I_{C2} = I_{S2} \left(e^{\frac{qV_{BE2}}{kT}} - 1 \right)$$

$$V_{BE2} - V_{BE1} = \frac{kT}{q} \left(\ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}} + \ln \frac{I_{S1}}{I_{S2}} \right) \sim T \quad (3.54)$$

tranzistoarele Q_1 , Q_2 fiind într-o strînsă vecinătate geometrică și termică raportul I_{S1}/I_{S2} este independent de temperatură).

Deoarece, pe de altă parte

$$V_{BE2} - V_{BE1} = V_{MAS} / \left(1 + \frac{R_7}{R_4} \right) \quad (3.55)$$

(rezultă

$$T = \frac{V_{MAS}}{\left(1 + \frac{R_7}{R_4} \right) \frac{k}{q} \left(\ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}} + \ln \frac{I_{S1}}{I_{S2}} \right)} \quad (3.56)$$

Observînd că

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{R_6 \parallel P}{R_5}$$

operația de etalonare a „termometrului” realizat cu tranzistoarele Q_1 și Q_2 se reduce la ajustarea potențiometrului P , astfel încît să obținem un factor de scală de $10 \text{ mV}/^\circ\text{K}$. În acest scop la temperatura ambiantă (de exemplu 23°C) se reglează P astfel încît V_{MAS} să aibă o valoare

$$V_{MAS} = (10 \text{ mV}/^\circ\text{K}) T$$

(în cazul exemplului anterior $2,96 \text{ V}$).

Se verifică îndeplinirea condițiilor

$$339^\circ\text{K}(66^\circ\text{C}) < T_{\text{TERMIO}} < 361^\circ\text{K}(88^\circ\text{C})$$

3.3.3. Măsurători la utilizator

O schemă pentru măsurarea rapidă a circuitului $\beta A726$ este indicată în figura 3.11. Tranzistoarele Q_1 și Q_2 funcționează cu $I_1 = I_2 = 100 \mu A$ și $V_{CE1} = V_{CE2} = 5 V$. Raportul curenților de colector este determinat de rezistențele R_4, R_5 : $I_1/I_2 = R_5/R_4$; din acest motiv aceste două rezistențe trebuie să fie împerecheate cu o precizie de cel puțin 0,1%.

Cu K_1 închis și K_2 deschis se ajustează din potențiometrul P valoarea tensiunii V_{TEST} astfel încât

$$V_{TEST} = (10 \text{ mV}/^\circ K) T_a$$

unde T_a este temperatura ambiantă care se determină cu ajutorul unui termometru de cameră.

Cu această schemă se pot măsura:

— tensiunea de offset a perechii Q_1, Q_2 (K_1 deschis, K_2 închis); în conformitate cu rezultatele din § 3.3.2 se obține

$$V_{OS} = V_{TEST}/101; \quad (3.57)$$

— temperatura de lucru a cipului (K_1 închis, K_2 închis)

$$T = V_{TEST}/(10 \text{ mV}/^\circ K). \quad (3.58)$$

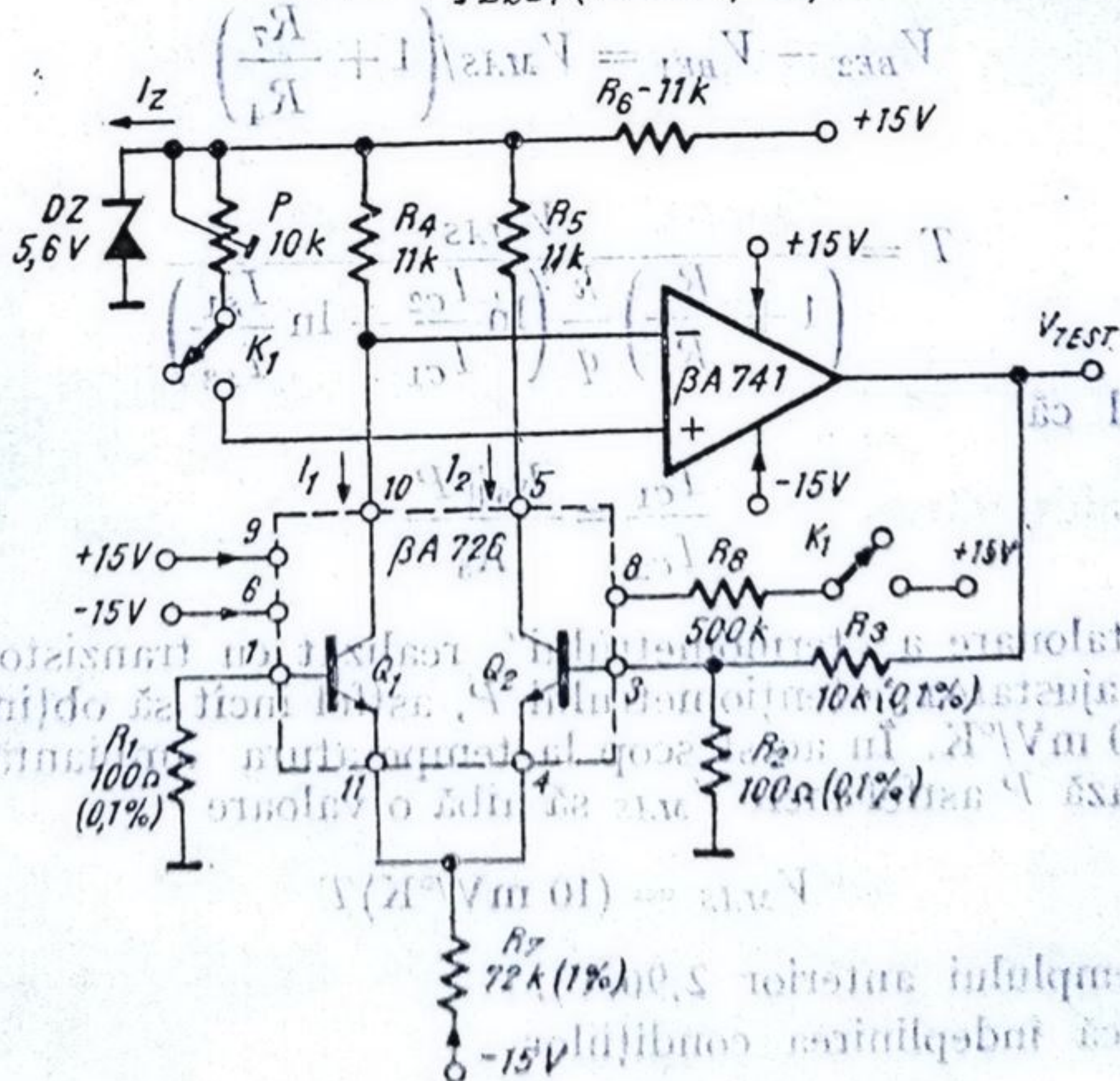


Fig. 3.11. Circuit pentru măsurarea rapidă a circuitului $\beta A726$.

3.4. Aplicații

3.4.1. Termometru analogic

Ideea³ pe care se bazează acest termometru analogic este de a utiliza perechea de tranzistoare Q_1, Q_2 din circuitul $\beta A726$, ca senzor de temperatură.

Schema termometrului este indicată în figura 3.12.

Urmînd cele arătate în §3.3.2, punctul (d) rezultă că între temperatura T și tensiunea V_o există relația

$$V_o = \left[\left(1 + \frac{R_3}{R_2} \right) \frac{k}{q} \left(\ln \frac{R_4}{R_5 \parallel P} + \ln \frac{I_{s2}}{I_{s1}} \right) \right] T. \quad (3.59)$$

Etalonarea termometrului se realizează din potențiometrul P , urmărindu-se obținerea unui factor de scală de $10 \text{ mV}/^\circ\text{K}$.

În cazul ideal în care $I_{s2} = I_{s1}$ pentru a obține un factor de scală de $10 \text{ mV}/^\circ\text{K}$ potențiometrul P trebuie fixat la o valoare care rezultă din ecuația

$$\frac{R_4}{R_5 \parallel P} = \exp \left[\frac{10 \times 10^{-3} \text{ V}/^\circ\text{K}}{\left(1 + \frac{10^4}{10^2} \right) \frac{26 \times 10^{-3}}{300}} \right] = 3,134$$

în care s-a ținut cont că la 300°K avem $kT/q = 26 \text{ mV}$; se obține

$$P = 46,8 \text{ k}\Omega.$$

Observații:

(a) Deoarece

$$I_1 + I_2 + (15 \text{ V} - V_{BE})/R_7 \approx 200 \text{ }\mu\text{A}$$

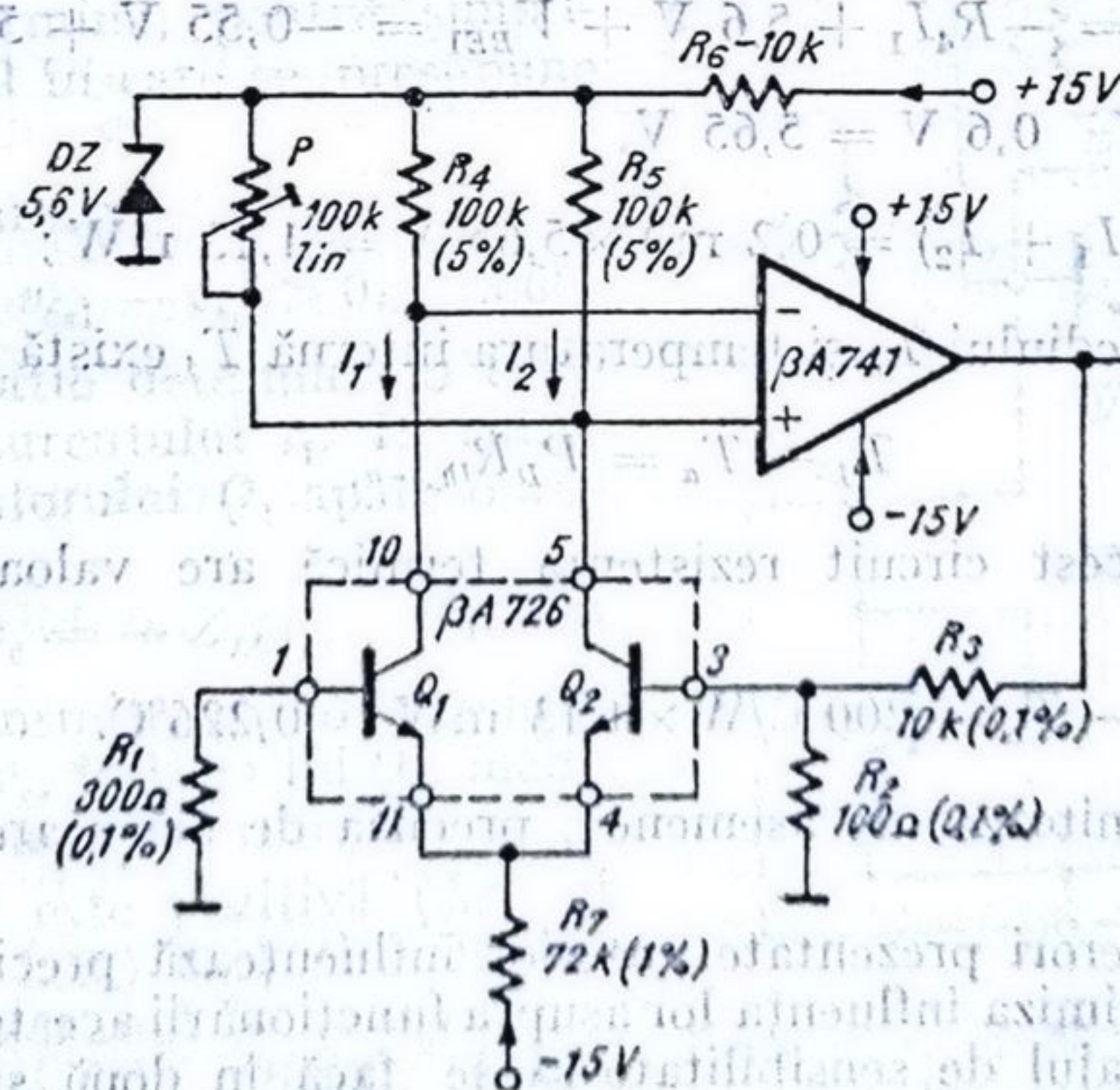


Fig. 3.12. Termometru analogic.

și

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{R_4}{R_5 \parallel P} = 3,13$$

se găsește că

$$I_1 \cong 50 \mu A, I_2 \cong 150 \mu A.$$

Căderea de tensiune pe rezistențele R_4 și $R_5 \parallel P$ este de aproximativ 5V.

Comparând aceste rezultate cu valoarea curenților de polarizare ($\sim 200 \text{ nA}$) și a tensiunii de offset ($\sim 5 \text{ mV}$) corespunzătoare amplificatorului $\beta A741$ devine clar că influența lor se poate neglija.

(b) La stabilirea relației 3.55 s-a neglijat influența curenților de bază ai tranzistoarelor Q_1 și Q_2 asupra diferenței $V_{BE2} - V_{BE1}$. Într-adevăr, eroarea introdusă ar fi

$$|(R_2 \parallel R_3)I_{B2} - R_1 I_{B1}| = \left| 300 \Omega \times 50 \mu A \frac{\Delta \beta}{\beta_1 \beta_2} \right| = 15 \mu V$$

pentru $\Delta \beta / \beta = 0,1$ și $\beta_1 = \beta_2 = 100$.

Ținând seama de relația 3.55 acest lucru înseamnă o eroare de măsurare a temperaturii egală cu $15 \mu V / 10 \text{ mV/K} = 0,15 \text{ K}$. Această eroare este funcție de temperatură și limitează precizia de măsurare a acestui termometru.

(c) Altă sursă de eroare la măsurarea temperaturii cu această schemă de termometru o constituie influența pe care o exercită puterea disipată de tranzistoarele Q_1 și Q_2 asupra temperaturii interne a circuitului integrat. Această influență se poate evalua astfel:

$$P_D = P_{DQ1} + P_{DQ2} = I_1 V_{CE1} + I_2 V_{CE2},$$

$$V_{CE1} = V_{CE2} = -R_4 I_1 + 5,6 \text{ V} + V_{BE1} = -0,55 \text{ V} + 5,6 \text{ V} +$$

$$0,6 \text{ V} = 5,65 \text{ V},$$

$$P_D = V_{CE1} (I_1 + I_2) = 0,2 \text{ mA} \times 5,65 \text{ V} = 1,13 \text{ mW};$$

între temperatura mediului T_a și temperatura internă T_j există relația

$$T_j - T_a = P_D R_{th,j-a}.$$

Deoarece pentru acest circuit rezistența termică are valoarea tipică de 200°C/W , rezultă

$$T_j - T_a = 200^\circ\text{C/W} \times 1,13 \text{ mW} = 0,226^\circ\text{C}.$$

Această valoare limitează, de asemenea, precizia de măsurare a termometrului.

(d) Sursele de erori prezentate anterior influențează precizia termometrului. Pentru a minimiza influența lor asupra funcționării acestui termometru este indicat ca reglajul de sensibilitate să se facă în două sau mai multe puncte.

Ținând seama de observațiile anterioare acest termometru poate fi folosit în cazul unor măsurători de temperatură cu o precizie de $\pm 1^\circ\text{C}$.

Precizia de măsurare se poate îmbunătăți substanțial, chiar pînă la $\pm 0,1^\circ\text{C}$ dacă amplificatorul operațional din schemă are performanțe de intrare mult mai bune ($I_{in} \leq 20 \text{ nA}$, $V_{os} \leq 0,2 \text{ mV}$) iar rezistențele R_5 , R_4 și P se măresc de 10 ori. Potențiometrul P trebuie să fie un semireglabil multitură, stabil în timp și temperatură; aceleași cerințe de stabilitate se impun și pentru rezistențele R_1 , R_2 , R_3 , R_4 , R_5 . Rezistența R_1 va fi înlocuită cu un generator de curent de valoare $I = 20 \mu\text{A}$.

Acest termometru analogic poate fi folosit în gama de temperatură de $0 \dots 70^\circ\text{C}$ și chiar mai mult dacă se acceptă o ușoară creștere a erorii de măsurare. De exemplu, cu circuitul $\beta\text{A}726$ (fără termostatare) se poate acoperi domeniul $-40^\circ\text{C} \dots +125^\circ\text{C}$ eroarea de măsurare fiind de ordinul a $\pm(2 \dots 3)^\circ\text{C}$.

Deoarece constanta termică a capsulei în care este încapsulat circuitul $\beta\text{A}726$ are o valoare de aproximativ $2 \dots 3$ minute timpul necesar pentru a realiza o măsurare cu o precizie de 1% (atenție, acest termometru oferă la ieșire o tensiune proporțională cu temperatura absolută — în $^\circ\text{K}$ — și nu cu temperatura exprimată în $^\circ\text{C}$) este de ordinul a $10 \dots 15$ minute.

Din acest motiv acest termometru poate fi folosit pentru măsurarea unor temperaturi cu o variație lentă în timp cum ar fi, de exemplu, temperatura mediului ambiant.

3.4.2. Oscilator LC

Schema acestui oscilator este prezentată în figura 3.13.

Condiția de amorțire a oscilațiilor se determină, pentru simplitate, în cazul în care se presupune că $R_1 = 0$.

Fie o variație

$$\Delta v_{be} = v_{be1} - v_{be2} > 0. \quad (3.60)$$

Această variație determină o creștere Δi_1 , a curentului i_1 . În colectorul tranzistorului Q_1 apare o variație

$$\Delta v_c = -Z_{LC} \Delta i_1 \quad (3.61)$$

care se transmite ca o tensiune $\Delta v'_{be} = -\Delta v_c$, în baza lui Q_2 , închizînd astfel bucla de reacție.

Reacția este pozitivă ($\Delta v'_{be}$ și Δv_{be} sînt în fază) dacă circuitul lucrează la rezonanță ($\omega = \omega_0$):

$$Z_{LC} = Z_0 = \omega_0 L Q = Q / \omega_0 C. \quad (3.62)$$

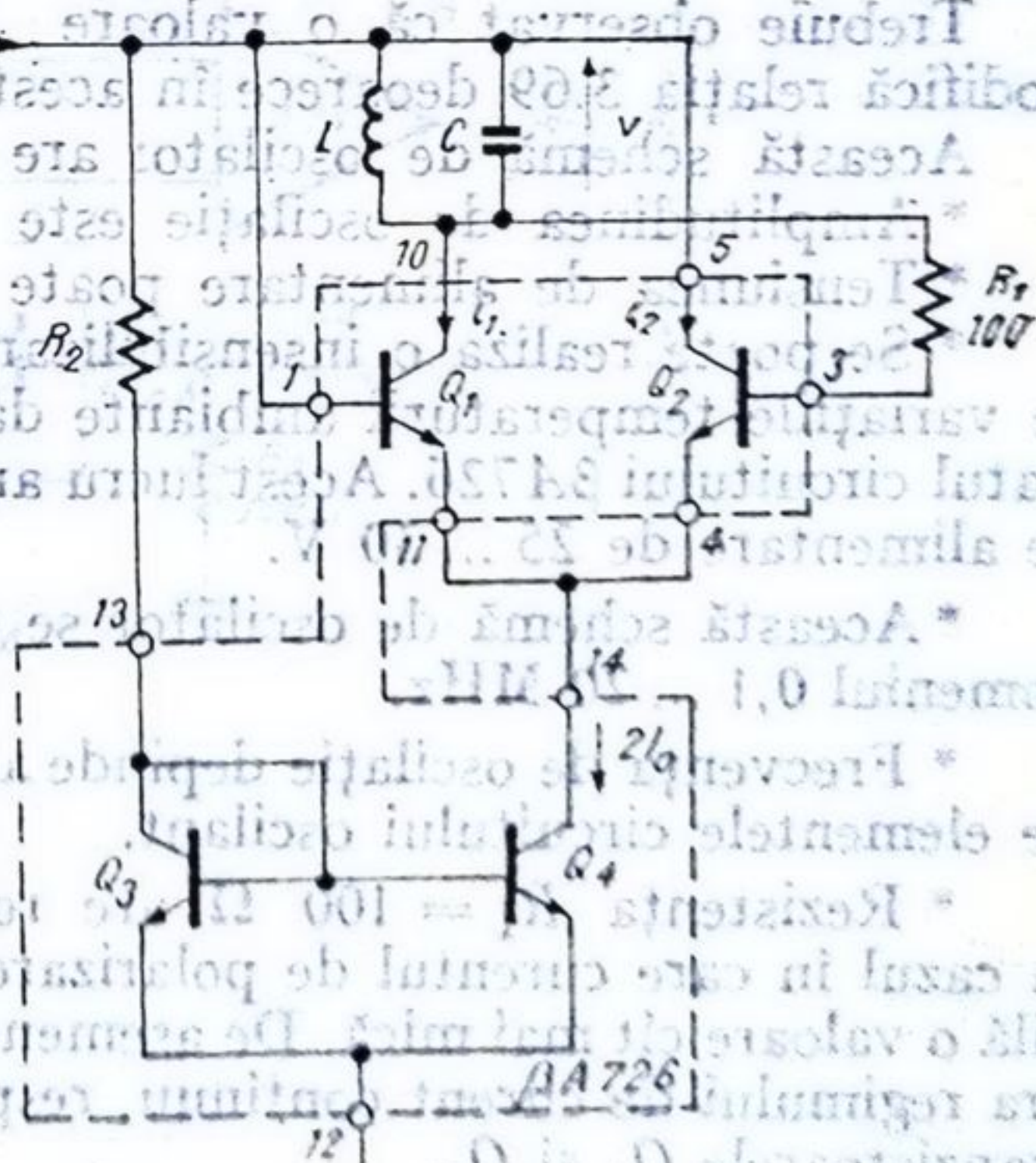


Fig. 3.13. Oscilator LC.

Observînd că

$$i_1 + i_2 = 2I_0 \quad (3.63)$$

și că

$$i_1 = I_{s1}(e^{v_{be1}/V_T} - 1), \quad (3.64)$$

$$i_2 = I_{s2}(e^{v_{be2}/V_T} - 1) \quad (3.65)$$

rezultă

$$i_1 = \frac{2I_0}{1 + e^{-\Delta v_{be}/V_T}} \quad (3.66)$$

(în deducerea acestei relații s-a presupus că cele două tranzistoare sînt identice fiind împerecheate perfect, deci $I_{s1} = I_{s2}$).

Ținînd cont de relația 3.66, care se dezvoltă în serie deoarece variațiile sînt mici, rezultă

$$\Delta i_1 = \frac{I_0}{2V_T} \Delta v_{be}, \quad (3.67)$$

$$\Delta v_{be}' = -\Delta v_c = Z_0 \frac{I_0}{2V_T} \Delta v_{be}. \quad (3.68)$$

Amorsarea oscilațiilor se produce dacă

$$\frac{Z_0 I_0}{2V_T} > 1, \quad (3.69)$$

condiție care este îndeplinită în practică fără dificultăți.

Trebuie observat că o valoare $R_1 = 0$ (de obicei $R_1 = 100 \dots 500 \Omega$) modifică relația 3.69 deoarece în acest caz $|\Delta v_{be}'| < |\Delta v_c|$.

Această schemă de oscilator are următoarele caracteristici importante:

- * Amplitudinea de oscilație este dependentă de valoarea curentului I_0 .
- * Tensiunea de alimentare poate varia în limite largi.
- * Se poate realiza o insensibilizare totală a amplitudinei de oscilație față de variațiile temperaturii ambiante dacă se introduce în funcționare termostatul circuitului $\beta A726$. Acest lucru are inconvenientul că necesită o tensiune de alimentare de 25 ... 30 V.

* Această schemă de oscilator se recomandă pentru frecvențe cuprinse în domeniul 0,1 ... 20 MHz.

* Frecvența de oscilație depinde atât ca valoare, cât și ca stabilitate numai de elementele circuitului oscilant.

* Rezistența $R_1 = 100 \Omega$ are rol în amorsarea oscilațiilor — în special în cazul în care curentul de polarizare $2I_0$ are o valoare mică; este preferabilă o valoare cît mai mică. De asemenea, prin valoarea ei influențează și asupra regimului de curent continuu, respectiv asupra repartitiei curentilor prin tranzistoarele Q_1 și Q_2 .

* Schema de oscilator descrisă oferă o soluție simplă și eficientă avînd, de asemenea avantajul că necesită numai trei borne de conexiune.

3.4.3. Amplificator cu derivă redusă

În figura 3.14 se prezintă schema unui amplificator ce utilizează în structură sa un etaj cu $\beta A726$. Varianta prezintă ca exemplu cazul când la intrarea amplificatorului se află un termocuplu.

Amplificatorul este alcătuit dintr-un etaj format cu perechea de tranzistoare Q_1, Q_2 din $\beta A726$ (polarizate cu ajutorul oglinzii de curent formată din tranzistoarele Q_3, Q_4 din același circuit $\beta A726$) și un etaj format din amplificatorul operațional $\beta A741$.

Amplificarea în tensiune se determină ușor, observînd că:

$$V_i - (V_{BE1} - V_{BE2}) = \frac{R_3}{R_3 + R_4} V_o \quad (3.70)$$

Considerînd amplificarea în buclă deschisă de valoare infinită, rezultă $V_{BE1} - V_{BE2} = 0$, deci din relația 3.74 se obține:

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R_4}{R_3} = 1000. \quad (3.71)$$

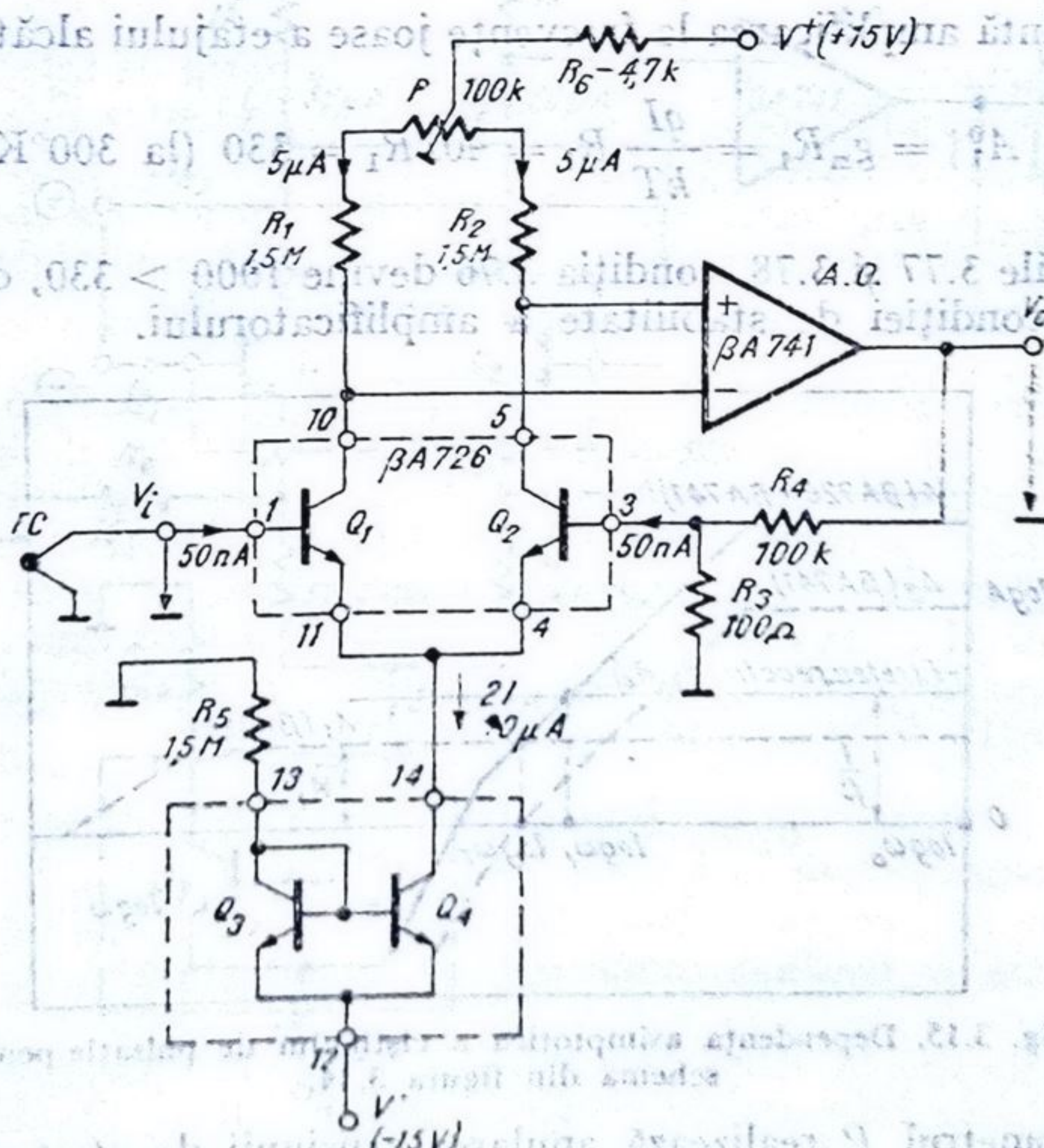


Fig. 3.14. Amplificator cu derivă redusă.

Utilizarea celor două etaje de amplificare în cascadă dă posibilitatea obținerii unei amplificări mari în buclă închisă, care nu poate fi obținută cu un singur amplificator operațional.

Dimensionarea etajului de amplificare realizat cu $\beta A726$ trebuie să asigure o amplificare corespunzătoare condiției de stabilitate a întregului amplificator. Această condiție se desprinde din figura 3.15; pentru aceasta, caracteristica de amplificare A trebuie să intersecteze caracteristica $-F$, astfel încât $\omega_1 > \omega_T$. Astfel, se îndeplinește condiția ca pentru $\omega > \omega_1$ să avem:

$$A_1 + A_2 + F < 0$$

ceea ce asigură stabilitatea amplificatorului. Condiția de mai sus este echivalentă cu relația:

$$\frac{1}{\beta} > A_1^0 \quad (3.72)$$

Parametrul β reprezintă valoarea factorului de reacție negativă a amplificatorului:

$$\beta = \frac{R_3}{R_4 + R_3} \approx \frac{1}{1000}, \quad (3.73)$$

iar A_1^0 reprezintă amplificarea la frecvențe joase a etajului alcătuit cu $\beta A726$:

$$|A_1^0| = g_m R_1 = \frac{qI}{kT} R_1 = 40 I R_1 = 330 \text{ (la } 300^\circ\text{K)} \quad (3.74)$$

Cu valorile 3.77 și 3.78, condiția 3.76 devine $1000 > 330$, deci se verifică îndeplinirea condiției de stabilitate a amplificatorului.

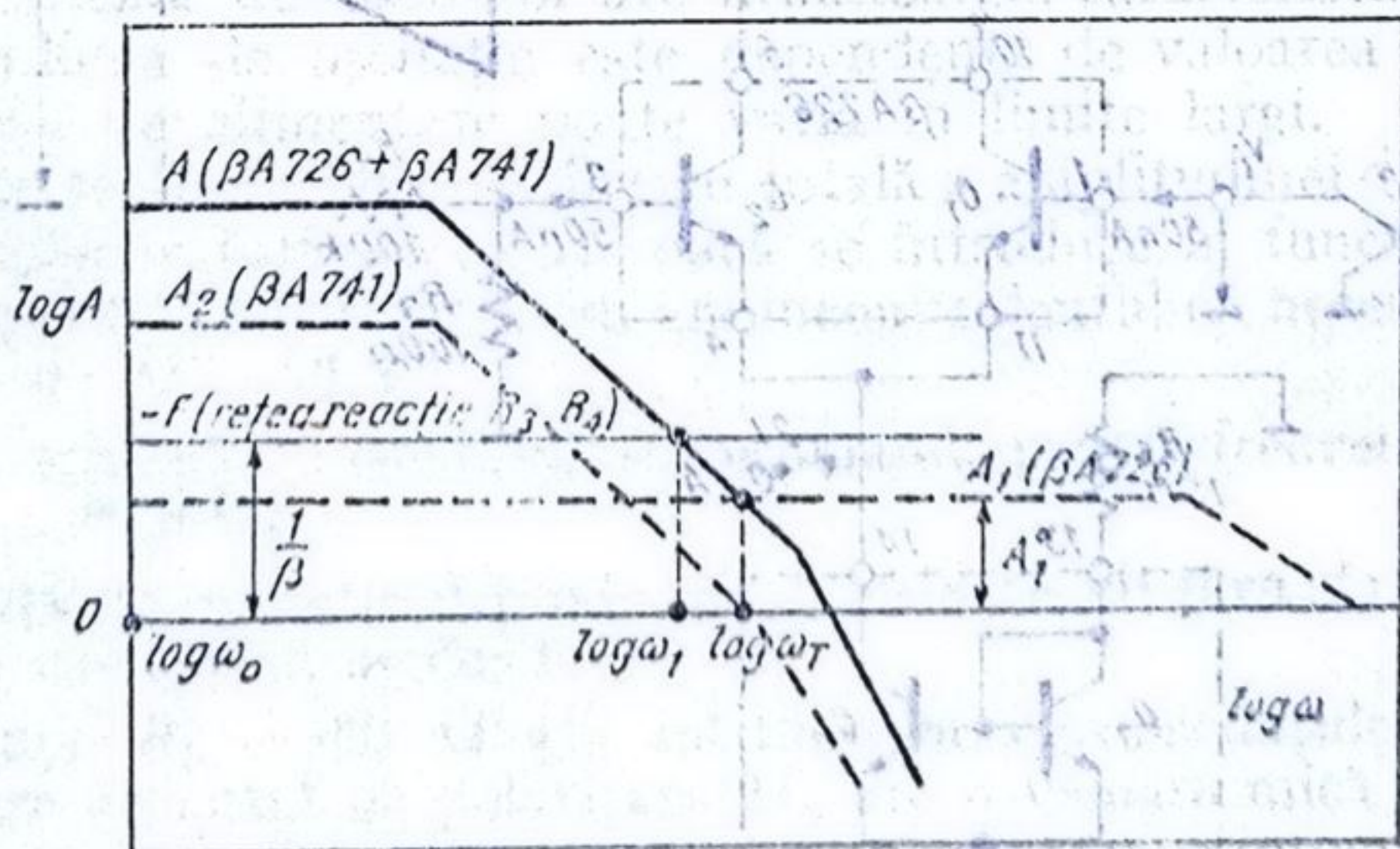


Fig. 3.15. Dependența asimptotică a câștigului de pulsație pentru schema din figura 3.14.

Potențiometrul P realizează anularea tensiunii de offset a perechii Q_1, Q_2 prin debalansarea convenabilă a curenților I_{C1}, I_{C2} . Într-un model ideal

în acest caz anularea tensiunii de offset conduce automat și la anularea derivatei tensiunii de offset cu temperatura. Diferența între coeficienții de temperatură a potențiometrului P și rezistențelor R_1 , R_2 face ca deriva tensiunii de offset a acestui amplificator să nu poată coborî sub o valoare de ordinul a $0,5 \dots 1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

Deriva tensiunii de offset a amplificatorului 741 ($15 \dots 20 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$) referită la intrare poate fi neglijată deoarece câștigul diferențial al etajului Q_1 , Q_2 este de aproximativ 330, deci $(15 \dots 20 \mu\text{V}/^\circ\text{C})/330 \approx 0,05 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

3.4.4. Amplificator de instrumentație

Schema acestui amplificator este prezentată în figura 3.16.

Datorită realizării reacției negative în emitorul tranzistorului Q_2 amplificatorul poate avea intrare diferențială.

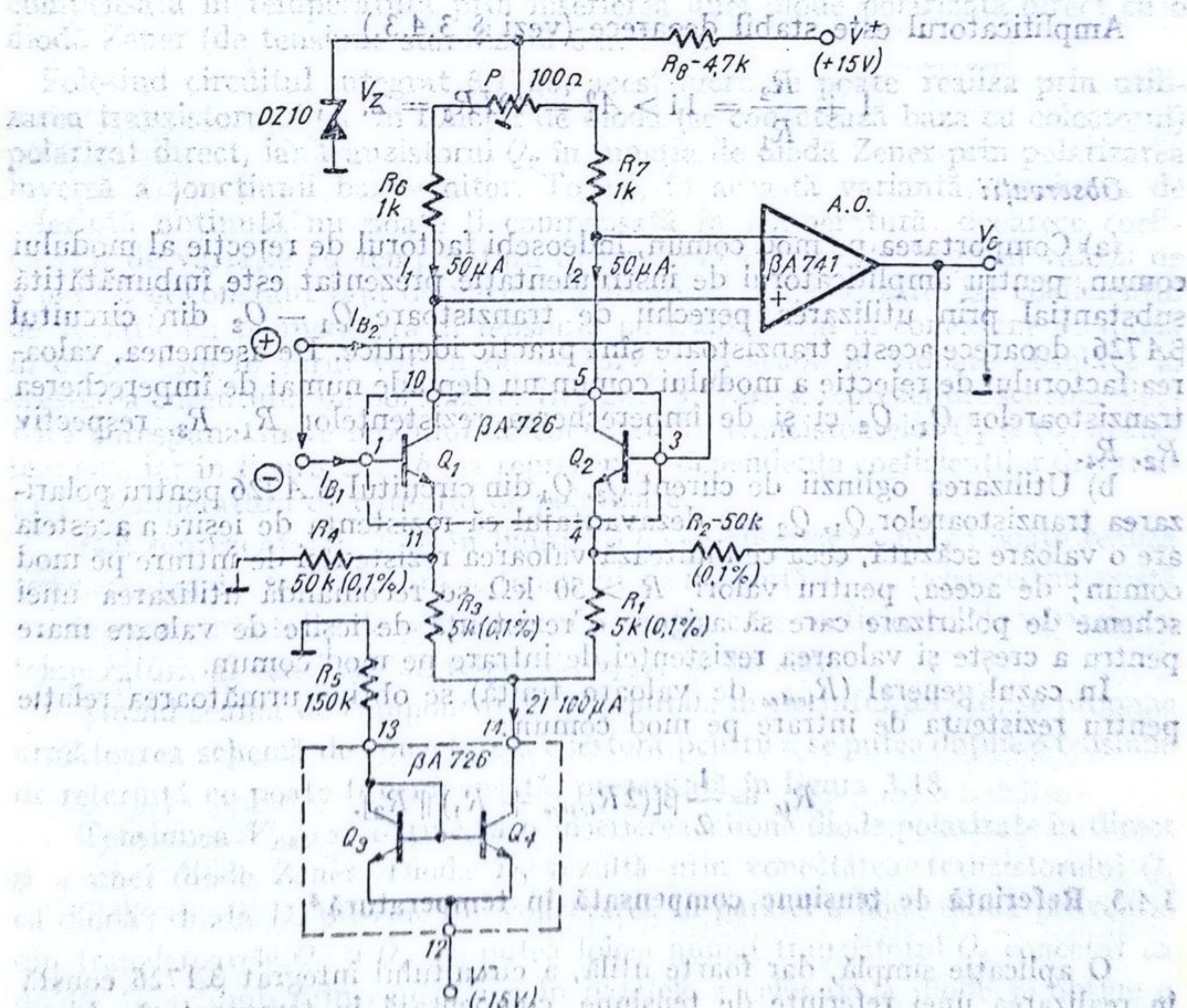


Fig. 3.16. Amplificator de instrumentație.

Cîştigul cu bucla închisă este

$$\frac{v_o}{v_i} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = 11.$$

Rezistența de intrare de mod diferențial, R_{id} , și de mod comun, R_{ic} , sînt

$$R_{id} \simeq 2\beta(R_1 \parallel R_3) \simeq 1 \text{ M}\Omega,$$

$$R_{ic} \simeq \frac{1}{2}\beta R_2 \simeq 2,5 \text{ M}\Omega$$

(în aceste relații s-a presupus $R_1 = R_3$, $R_2 = R_4$, $r_{e1} \ll R_3$, $r_{e2} \ll R_1$, $\beta = 100$ și că oglinda de curent are $R_{testre} = \infty$).

Gama de variație a tensiunii de mod comun este

$$V^- + V_{BE1} + R_3 I + V_{CE4 \text{ min}} \simeq -13 \text{ V} < V_{cm} < V_z - 0,65 \text{ V} \simeq 9,35 \text{ V.}$$

Amplificatorul este stabil deoarece (vezi § 3.4.3.)

$$1 + \frac{R_2}{R_1} = 11 > A_1^0 = 40IR_6 = 2.$$

Observații

(a) Comportarea pe mod comun, îndeosebi factorul de rejecție al modului comun, pentru amplificatorul de instrumentație prezentat este îmbunătățită substanțial prin utilizarea perechii de tranzistoare $Q_1 - Q_2$ din circuitul $\beta A726$, deoarece aceste tranzistoare sînt practic identice. De asemenea, valoarea factorului de rejecție a modului comun nu depinde numai de împerecherea tranzistoarelor Q_1 , Q_2 ci și de împerecherea rezistențelor R_1 , R_3 , respectiv R_2 , R_4 .

b) Utilizarea oglinzii de curent Q_3 , Q_4 din circuitul $\beta A726$ pentru polarizarea tranzistoarelor Q_1 , Q_2 are dezavantajul că rezistența de ieșire a acestora are o valoare scăzută, ceea ce limitează valoarea rezistenței de intrare pe mod comun; de aceea, pentru valori $R_2 > 50 \text{ k}\Omega$ se recomandă utilizarea unei scheme de polarizare care să asigure o rezistență de ieșire de valoare mare pentru a crește și valoarea rezistenței de intrare pe mod comun.

În cazul general (R_{testre} de valoare finită) se obține următoarea relație pentru rezistența de intrare pe mod comun:

$$R_{ic} = \frac{1}{2}\beta[(2R_{testre} + R_1) \parallel R_2].$$

3.4.5. Referință de tensiune compensată în temperatură⁴

O aplicație simplă, dar foarte utilă, a circuitului integrat $\beta A726$ constă în realizarea unei referințe de tensiune, compensată în temperatură. Ideea pentru această aplicație a pornit de la modul cunoscut de a obține o diodă

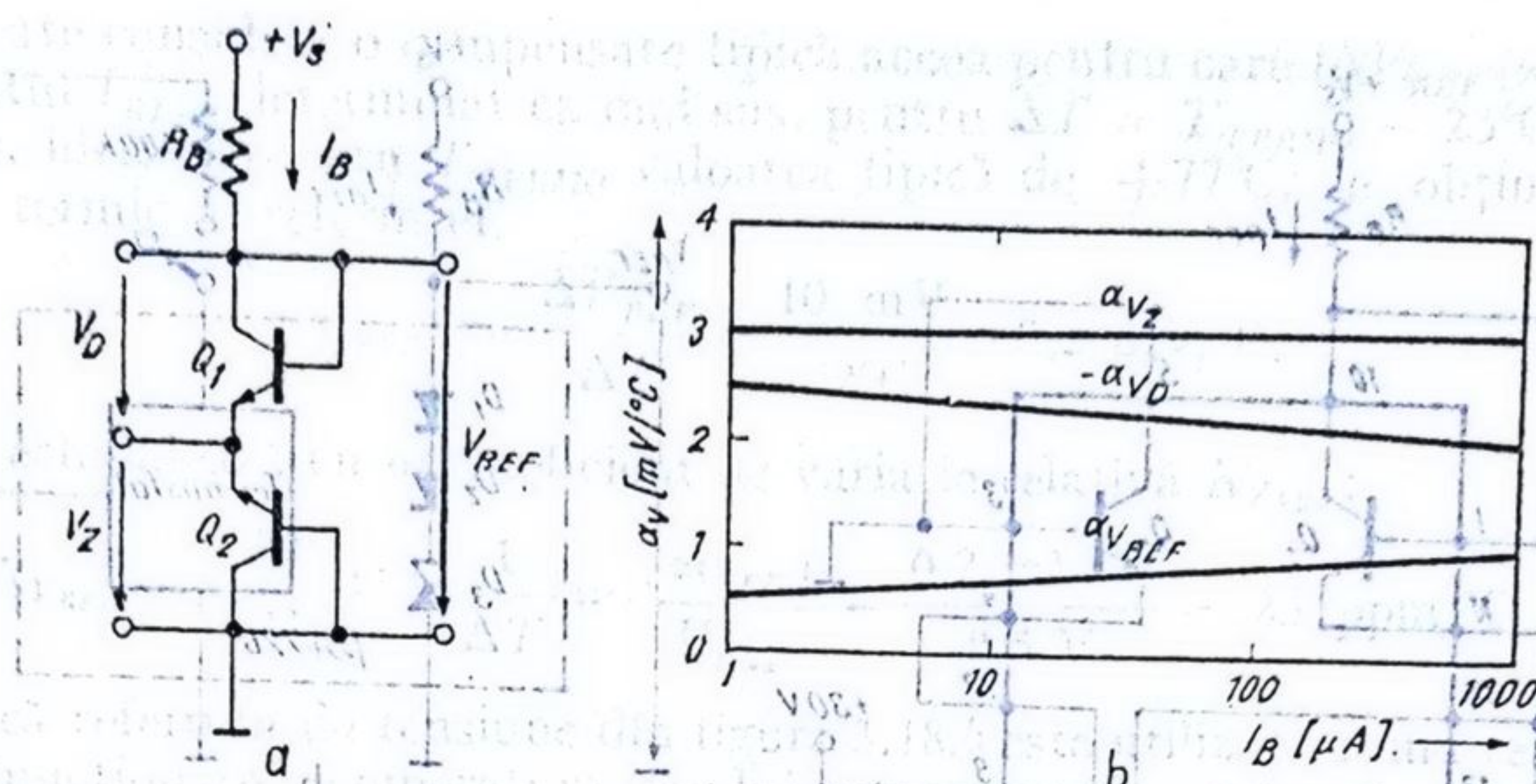


Fig. 3.17. Dioda „Zener” Q_2 compensată în temperatură cu dioda Q_1 (a) schema, (b) dependența coeficienților de temperatură de curentul de polarizare.

compensată în temperatură prin inserierea unei diode polarizată direct cu o diodă Zener (de tensiune stabilizată 6 ... 7 V).

Folosind circuitul integrat $\beta A726$, acest lucru se poate realiza prin utilizarea tranzistorului Q_1 în funcția de diodă (se conectează baza cu colectorul) polarizat direct, iar tranzistorul Q_2 în funcția de diodă Zener prin polarizarea inversă a joncțiunii bază-emitor. Totuși, în această variantă, tensiunea de referință obținută nu poate fi compensată în temperatură, deoarece coeficientul de variație cu temperatura al tensiunii Zener este în jurul valorii de 3 mV/°C și constant față de variația curentului de polarizare, iar coeficientul de variație cu temperatura al tensiunii pe tranzistorul în conexiune de diodă în direct este în jurul valorii de -2 mV/°C și scade în valoare absolută la creșterea curentului de polarizare. În figura 3.17.a s-a reprezentat schema electrică corespunzătoare modului de conectare al tranzistoarelor Q_1 și Q_2 , arătat mai sus, iar în figura 3.17.b s-a reprezentat dependența coeficienților de variație cu temperatura de curentul de polarizare.

Din reprezentarea dată în figura 3.17.b se observă că nu se poate realiza compensarea în temperatură a tensiunii de referință V_{REF} , deoarece nu există o valoare a curentului de polarizare, I_B , pentru care coeficientul de variație cu temperatura al tensiunii de referință, α_{REF} , să fie zero.

Ținând seama de componentele disponibile în circuitul $\beta A726$, se propune următoarea schemă de conectare a acestora pentru a se putea obține o tensiune de referință ce poate fi compensată, prezentată în figura 3.18.

Tensiunea V_{REF} se obține prin inserierea a două diode polarizate în direct și a unei diode Zener. Dioda D_1 rezultă prin conectarea tranzistorului Q_1 ca diodă; dioda D_2 provine din conectarea în paralel a două diode provenite din tranzistoarele Q_3 și Q_4 (se putea folosi numai tranzistorul Q_3 conectat ca diodă, în schimb prin conectarea în paralele a celor două diode se obține o diodă echivalentă cu rezistența dinamică redusă la jumătate), dioda D_3 se

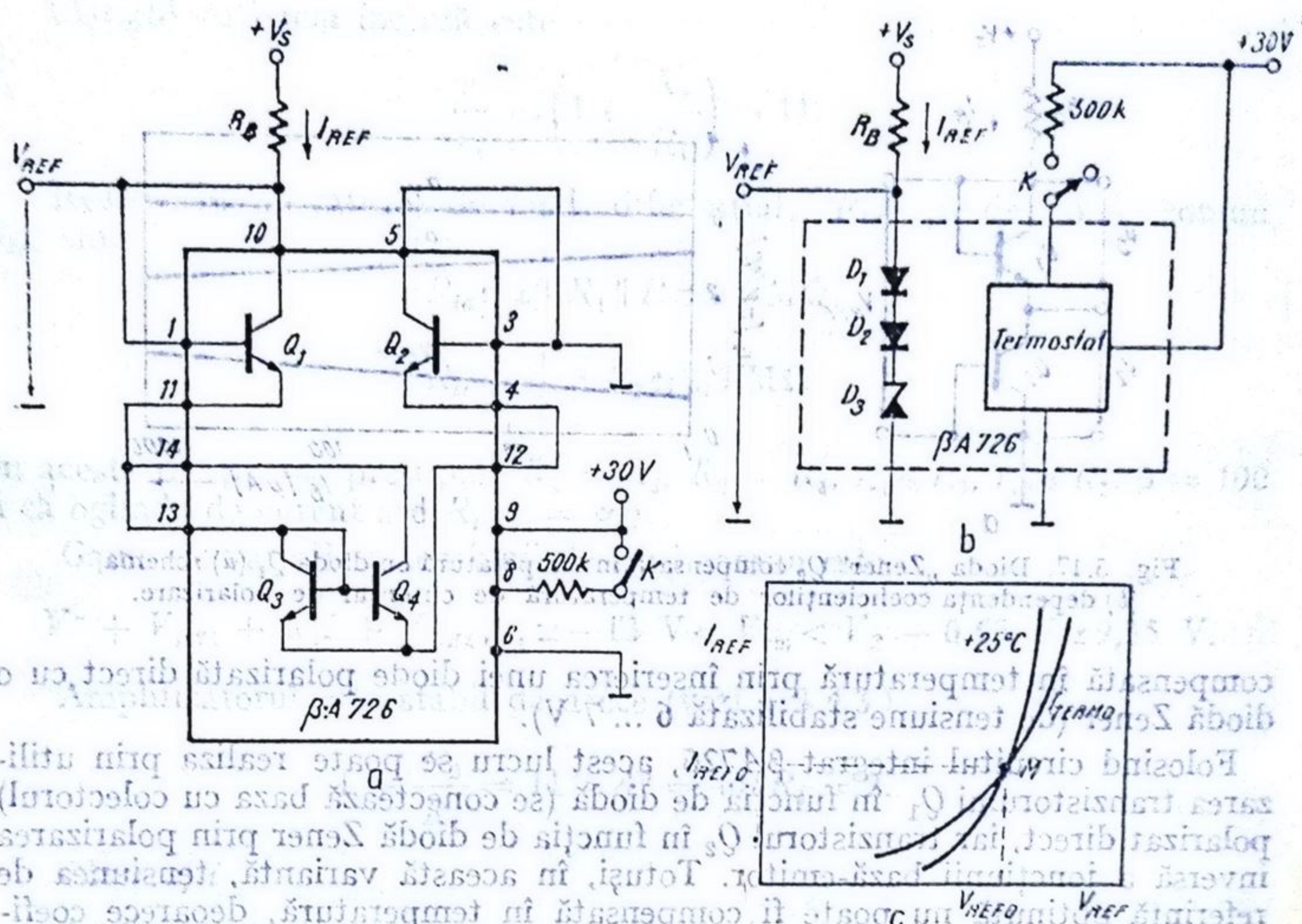


Fig. 3.18. Referință de tensiune compensată în temperatură: (a) schema, (b) schema echivalentă (c) determinarea valorii curentului la care are loc compensarea totală.

obține prin conectarea în polarizare inversă a diodei provenită din tranzistorul Q_2 . Pentru tensiunea de referință rezultă relația și valoarea tipică:

$$V_{REF} = V_{D1} + V_{D2} + V_{D3} \approx 0,65 + 0,65 + 7 \text{ V} = 8,3 \text{ V}.$$

În figura 3.18.c s-au reprezentat (calitativ) caracteristicile $I_{REF}(V_{REF})$ la două temperaturi, $+25^\circ\text{C}$ și T_{TERMO} corespunzătoare funcționării termosta-
tului. Se observă că există un punct, M , în care cele două caracteristici se intersectează, adică $\alpha_{VREF} = 0$. Deci, în cazul în care curentul de polarizare are valoarea $I_{REF} = I_{REF0}$, iar $V_{REF} = V_{REF0}$ se obține compensarea cu temperatura a tensiunii de referință.

Experimental s-a obținut pentru I_{REF0} o valoare de 2 mA.

Realizând o compensare individuală pentru fiecare referință se pot obține referințe de tensiune foarte bine stabilizate în temperatură. Procedul practic de compensare constă în ridicarea caracteristicii $V_{REF}(I_{REF})$ pentru I_{REF} în jurul valorii de 2 mA la temperatura $+25^\circ\text{C}$ și $T = T_{TERMO}$, temperatura obținută la cuplarea termosta-
tului intern.

Din aceste caracteristici se deduce curentul I_{REF0} la care se produce compensarea. Procedul poate fi repetat în jurul valorii I_{REF0} determinată anterior, pentru a obține o compensare cât mai bună.

Se poate considera o compensare tipică aceea pentru care $|\Delta V_{REF}| = 10 \text{ mV}$ în punctul I_{REF0} determinat ca mai sus, pentru $\Delta T = T_{TERMO} - 25^\circ\text{C}$.

Considerînd pentru T_{TERMO} valoarea tipică de $+77^\circ\text{C}$, se obține coeficientul termic al referinței,

$$|\alpha_{VREF}| = \frac{\Delta V_{REF}}{\Delta T} = \frac{10 \text{ mV}}{52^\circ\text{C}} \approx 0,2 \text{ mV}/^\circ\text{C},$$

ceea ce echivalează cu un coeficient de variație relativă K_{VREF} :

$$K_{VREF} = \frac{|\Delta V_{REF}|}{V_{REF}} \cdot \frac{1}{\Delta T} = \frac{|\alpha_{VREF}|}{V_{REF}} = \frac{0,2 \text{ mV}/^\circ\text{C}}{8,5 \text{ V}} = 23 \text{ ppm}/^\circ\text{C}.$$

Dacă referința de tensiune din figura 3.18.b este utilizată avînd termostatul în funcțiune, temperatura cipului este aproape constantă, ducînd la o variație a tensiunii V_{REF} mult mai mică decît aceea cînd termostatul nu era conectat. Ținînd seama de eroarea de menținere a temperaturii termostatlui (de ordinul gradelor) în condițiile în care temperatura mediului variază între 0°C și 70°C , se obține pentru variația relativă o valoare de ordinul 1...2 ppm/ $^\circ\text{C}$.

În concluzie, prin procedeul descris anterior se poate obține o tensiune de referință avînd un coeficient de temperatură remarcabil de mic. Dezavantajul, mascat de valoarea excelentă a acestui parametru, ce apare în utilizarea acestei referințe îl constituie deriva în timp a valorii tensiunii datorată diverselor efecte determinate de realizarea tehnologică.

3.4.6. Amplificator logaritm

Schema din figura 3.19 permite realizarea unei dependențe de forma $v_o \sim \log(v_i/v_{REF})$ prin utilizarea dependenței exponențiale a curentului de colector de tensiunea bază-emitor:

$$I_C = I_s[\exp(qV_{BE}/kT) - 1] \approx I_s \exp(qV_{BE}/kT).$$

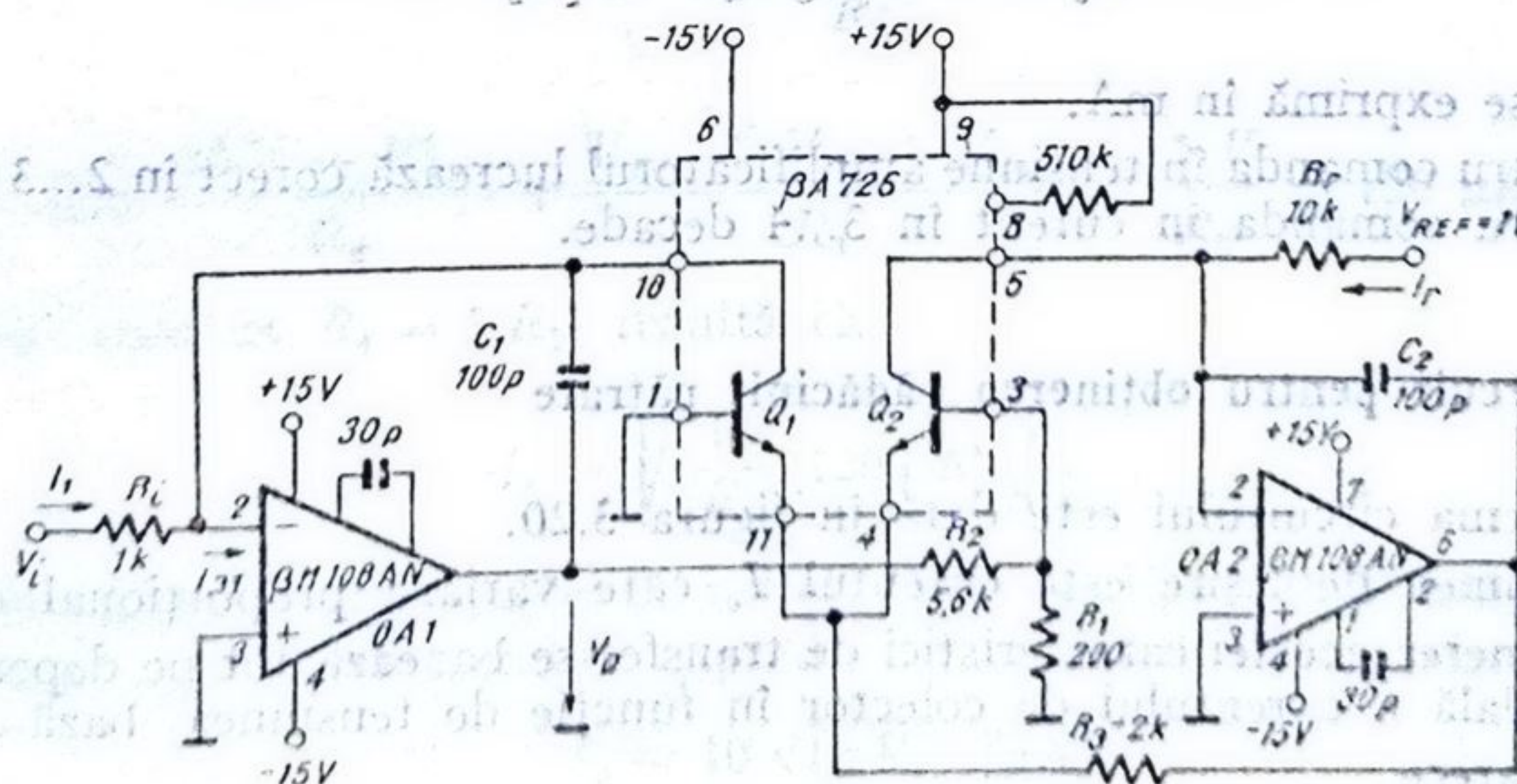


Fig. 3.19. Amplificator logaritm.

Urmărind figura 3.19 se găsește că

$$V_o = \frac{R_2 + R_1}{R_1} (V_{REF} - V_{BE1}) = \frac{R_2 + R_1}{R_1} \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_{c2}}{I_{c1}} \frac{I_{s1}}{I_{s2}} \right)$$

Deoarece

$$I_{c2} = \frac{V_{REF}}{R_r}, \quad I_{c1} = \frac{V_i}{R_i}$$

rezultă

$$V_o = - \frac{R_2 + R_1}{R_1} \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{V_i}{V_{REF}} \frac{R_r}{R_i} \frac{I_{s1}}{I_{s2}} \right).$$

Raportul I_{s1}/I_{s2} este cuprins în gama 0,8...1,2 și este independent de temperatură. Eroarea pe care o introduce asupra caracteristicii de transfer $V_o(V_i)$ se reflectă în valoarea tensiunii de intrare V_{i0} pentru care $V_o = 0$: $V_{i0} = V_{REF}(R_i/R_r)$. Deoarece eliminarea acestei erori se poate realiza prin ajustarea tensiunii V_{REF} , în continuare se va presupune că $I_{s1}/I_{s2} = 1$.

Observînd că datorită utilizării circuitului 3A726 tranzistoarele Q_1, Q_2 se află la o temperatură constantă $T = T_{TERMO} \approx 77^\circ\text{C} = 350^\circ\text{K}$, $kT_{TERMO}/q = 26 \text{ mV}$ ($350/300$) $\approx 30 \text{ mV}$ expresia caracteristicii de transfer devine

$$V_o = - \frac{5,6 + 0,2}{0,2} 0,03 \ln \left(\frac{V_i}{1} \frac{10}{1} \right) \approx -2 \log V_i - 2 \text{ [V]},$$

unde V_i se exprimă în V.

În cazul în care mărimea de intrare este curentul I_i , caracteristica de transfer capătă forma

$$V_o = -2 \log I_i - 2 \text{ [V]}$$

unde I_i se exprimă în mA.

Pentru comanda în tensiune amplificatorul lucrează corect în 2...3 decade iar pentru comanda în curent în 3...4 decade.

3.4.7. Circuit pentru obținerea rădăcinii pătrate

Schema circuitului este dată în figura 3.20.

Mărimea de ieșire este curentul I_o care variază proporțional cu $\sqrt{V_i}$.

Obținerea acestei caracteristici de transfer se bazează tot pe dependența exponențială a curentului de colector în funcție de tensiunea bază-emitor.

Deoarece

$$V_{BE1} + V_{BE2} = V_{BE2} + V_{BE3}$$

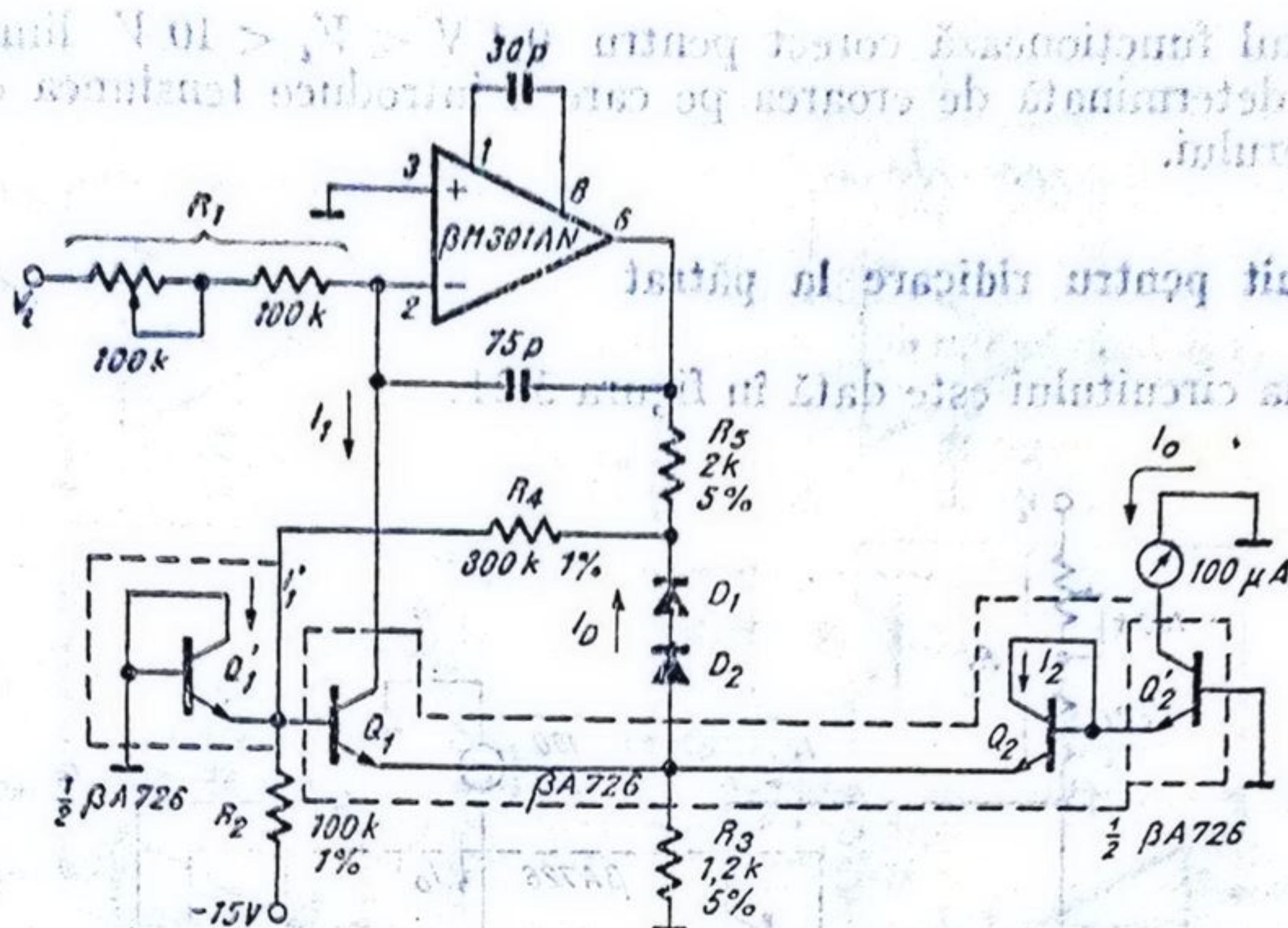


Fig. 3.20. Circuit pentru obținerea rădăcinii pătrate.

se obține

$$\frac{I_1 I'_1}{I_2 I'_2} = \frac{I_{s1} I'_{s1}}{I_{s2} I'_{s2}} = K$$

Raportul $K = (I_{s1} I'_{s1}) / (I_{s2} I'_{s2})$ variază (tipic) între 0,64 ..., 1,44 și este independent de temperatură. Se observă că $I_o = I'_2 = I_2$ deci

$$I_o^2 = \frac{I_1 I'_1}{K}$$

Deoarece

$$I_1 = \frac{V_i}{R_1}$$

și

$$I'_1 \approx \frac{15 \text{ V} - V'_{BE1}}{R_2} + \frac{V_{BE1} + V_{D1} + V_{D2}}{R_4} \approx \frac{15 \text{ V}}{R_2} = 150 \mu\text{A}$$

(s-a ținut cont că $R_4 = 3 R_2$) rezultă că

$$I_o = \sqrt{\frac{V_i}{R_1} (150 \mu\text{A}) \frac{1}{K}}$$

Rezistența R_1 se ajustează astfel încît la $V_i = 10 \text{ V}$ să obținem $I_o = 100 \mu\text{A}$. În aceste condiții expresia caracteristicii de transfer devine

$$I_o = 10 \sqrt{V_i} [\mu\text{A}]$$

unde V_i este exprimat în V.

Circuitul funcționează corect pentru $0,1 V < V_i < 10 V$ limita inferioară fiind determinată de eroarea pe care o introduce tensiunea de offset a amplificatorului.

3.4.8. Circuit pentru ridicare la pătrat

Schema circuitului este dată în figura 3.21.

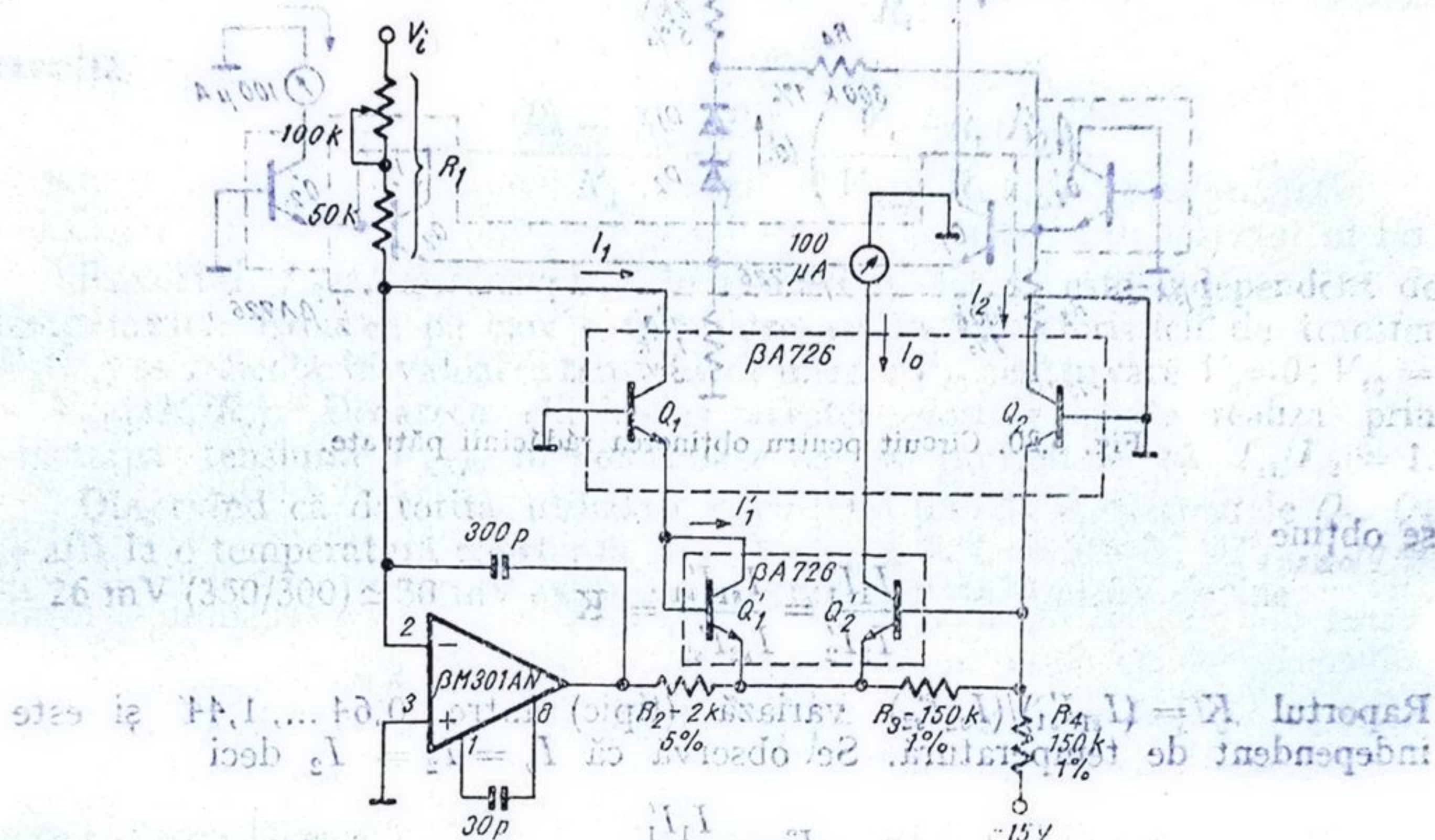


Fig. 3.21. Circuit pentru ridicare la pătrat.

Expresia caracteristicii de transfer se deduce urmînd calea din § 3.4.7. Se obține:

$$I_o = \frac{I_1^2}{I_2} = \frac{V_i^2}{R_1^2} \frac{R_4}{15 V}$$

sau

$$I_o = V_i^2 [A] \quad (2-4 \text{ limită cont. cu } R_1 = 3 k\Omega \text{ în } 100 \mu A)$$

unde V_i se exprimă în V .

Circuitul funcționează corect pentru $0,1 V < V_i < 10 V$.

3.4.9. Circuit pentru înmulțirea și împărțirea a două semnale analogice

Schema circuitului este prezentată în figura 3.22.

Deoarece

$$V_{BE1} + V'_{BE1} = V_{BE2} + V'_{BE2}$$

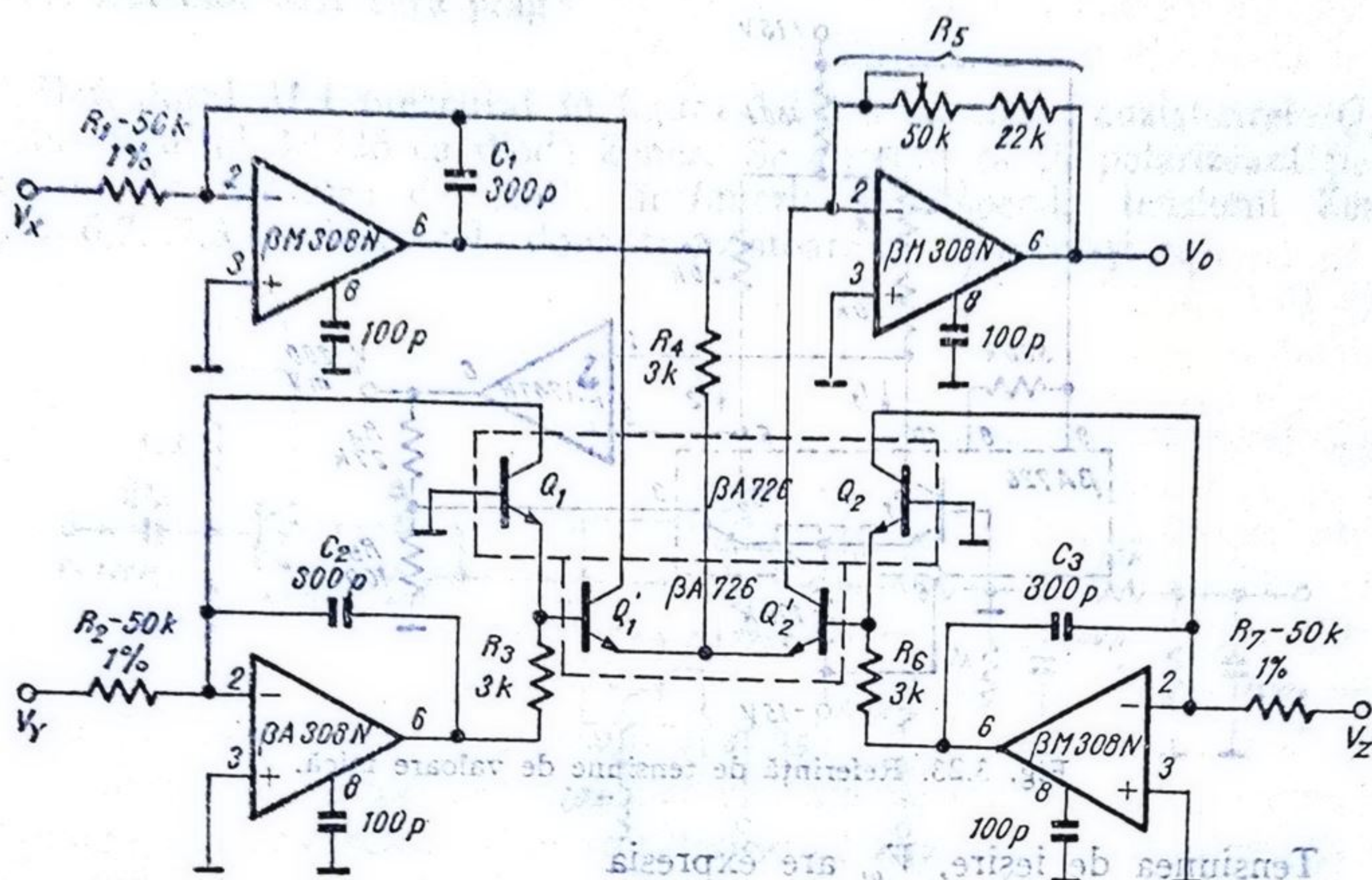


Fig. 3.22. Circuit pentru înmulțirea a două semnale analogice.

se obține

$$\frac{I_1}{I_2} \frac{I'_1}{I'_2} = \frac{I_{s1}}{I_{s2}} \frac{I'_{s1}}{I'_{s2}} = K.$$

Înlocuind în această relație

$$I_1 = \frac{V_Y}{R_2}, \quad I_2 = \frac{V_Z}{R_7}, \quad I'_1 = \frac{V_X}{R_1}, \quad I'_2 = \frac{V_0}{R_5}$$

rezultă

$$V_0 = \frac{V_X V_Y}{V_Z} \frac{R_7 R_5}{R_1 R_2} \frac{1}{K}.$$

Ajustind valoarea R_5 pentru $V_X = V_Y = V_Z = 10 \text{ V}$ astfel încît $V_0 = 10 \text{ V}$ expresia caracteristicii de transfer devine

$$V_0 = \frac{V_X V_Y}{V_Z} \cdot \frac{1}{K}.$$

Circuitul funcționează corect pentru valori ale tensiunilor V_X, V_Y, V_Z în gama $0,1 \text{ V} \dots 10 \text{ V}$.

3.4.10. Referință de tensiune mică⁵

Cu circuitul prezentat în figura 3.23 se poate realiza o „referință” de tensiune a cărei valoare se plasează în domeniul $10 \dots 1000 \text{ mV}$.

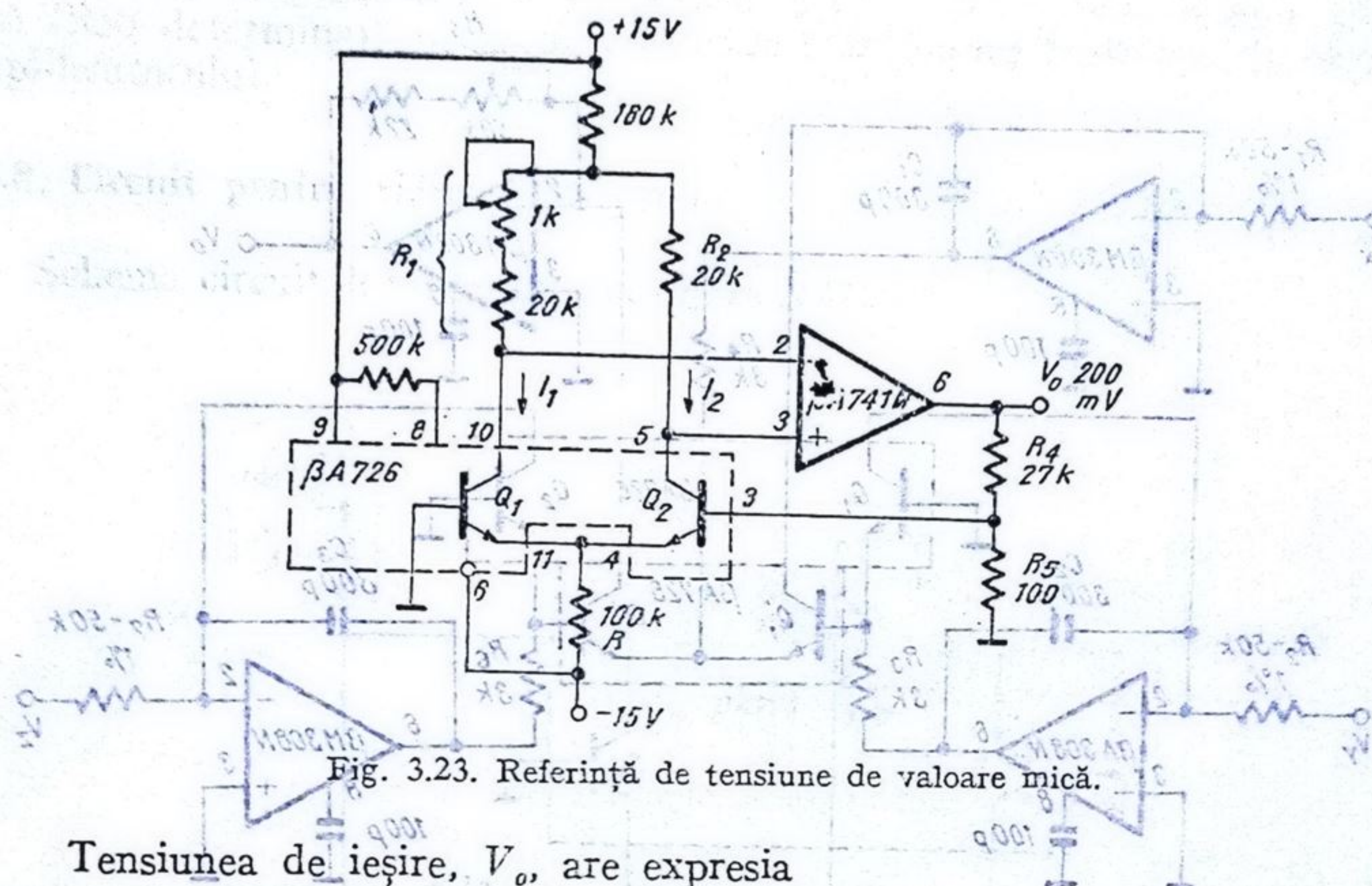


Fig. 3.23. Referință de tensiune de valoare mică.

Tensiunea de ieșire, V_o , are expresia

$$V_o = \left(1 + \frac{R_4}{R_5}\right) (V_{BE2} - V_{BE1}) = \left(1 + \frac{R_4}{R_5}\right) \frac{kT_{TERMO}}{q} \ln \left(\frac{I_{c2}}{I_{c1}} \frac{I_{s2}}{I_{s1}} \right)$$

Deoarece

$$\frac{I_{c2}}{I_{c1}} = \frac{R_1}{R_2} \frac{I_{s2}}{I_{s1}}$$

expresia tensiunii V_o devine

$$V_o = \left(1 + \frac{R_4}{R_5}\right) \frac{kT_{TERMO}}{q} \ln \left(\frac{R_1}{R_2} \frac{I_{s2}}{I_{s1}} \right)$$

Prin ajustarea valorii R_1 tensiunea de ieșire se aduce la valoarea dorită.

Raportul I_{s2}/I_{s1} este independent de temperatură.

Deriva termică a tensiunii V_o este

$$\frac{\Delta V_o / V_o}{\Delta T_a} = \frac{1}{T_{TERMO}} \frac{\Delta T_{TERMO}}{\Delta T_a} \approx \frac{1}{273 + 77} \frac{2}{70} \approx 0,01\%/^{\circ}\text{K}.$$

Condiția de stabilitate a circuitului (pentru cazul în care amplificatorul operațional este 741 sau 101 compensat cu 30 pF) este (vezi § 3.4.3)

$$1 + \frac{R_4}{R_5} > \frac{R_2}{2R_1} \frac{V^-}{kT_{TERMO}/q}$$

3.4.11. Detector MA fără prag⁴

Detectorul MA prezentat în figura 3.24, utilizează tranzistoarele Q_1 și Q_2 din circuitul $\beta A726$ ca diode Zener. Se observă că Q_1 polarizează pe Q_2 aproape de regiunea de „cot”, în funcție de dispersia tensiunii Zener ($V_z = 6,7...7,3$ V) între cele două tranzistoare de pe același cip.

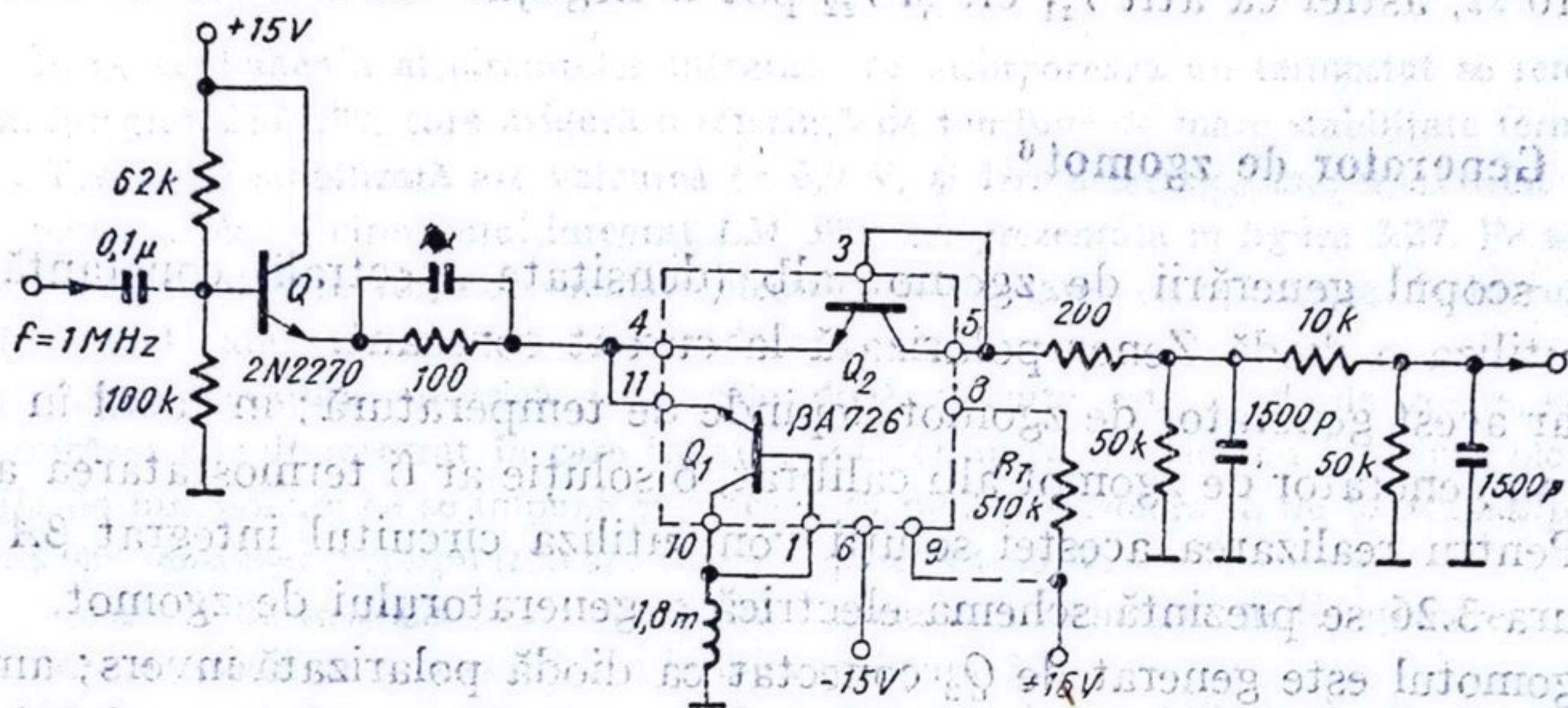


Fig. 3.24. Detector MA.

În figura 3.25 se indică schema echivalentă de curent continuu a detectorului MA propriu-zis. Considerînd dispersia tehnologică V_z între tensiunile Zener ale joncțiunilor emitor — bază ale tranzistoarelor Q_1 și Q_2 în domeniul $-0,05...+0,05$ V, tensiunea de prag de detecție a lui Q_2 este:

Tensiunea de stabilizare în „cot” necesită un curent de ordinul μA . Fie $I = 0,5 \mu A$ și rezultă $V_P \leq |\Delta V_z| + IR_e = 0,0635$ V.

Această tensiune de prag sub valoarea de 0,1 V face posibilă o detecție MA practic fără prag. Pentru stabilizarea termică a tensiunilor stabilizate $V_z(T_1)$ și $V_z(T_2)$ se poate conecta (opțional) rezistența de 510 k Ω (R_7) pentru polarizarea termostatalui, asigurîndu-se termostatarea detectorului MA.

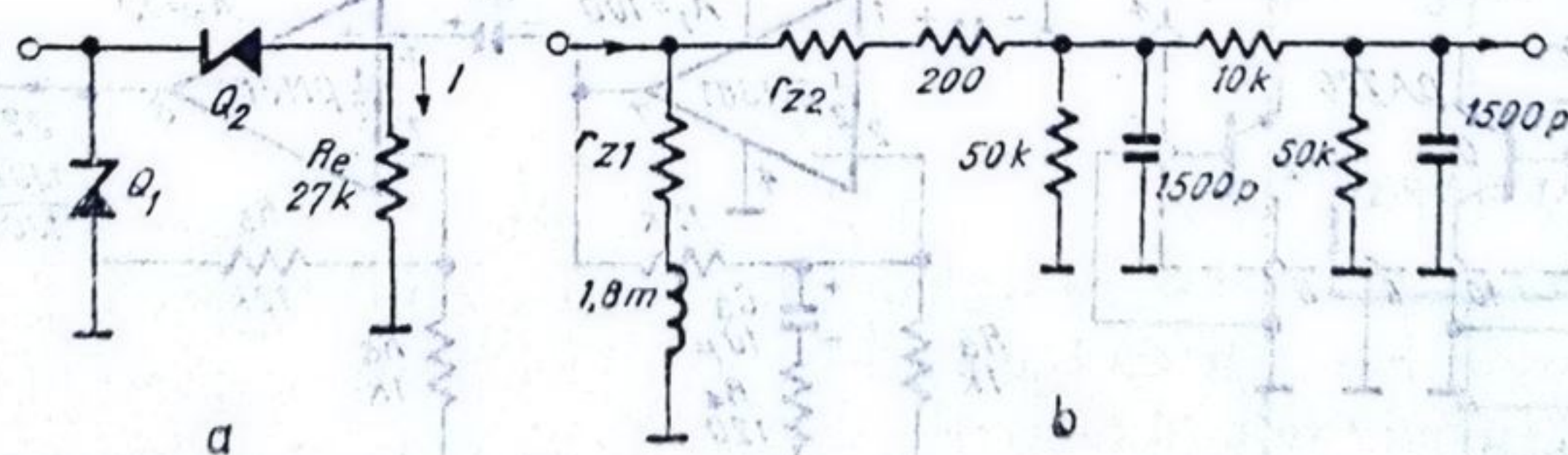


Fig. 3.25. Schema echivalentă în c.c. (a) și în c.a. (b) a detectorului MA din figura 3.24.

Schema echivalentă de c.a. a detectorului este reprezentată în figura 3.25, b pentru cazul alternanței detectate ($v \geq V_P$).

Deoarece în serie cu Q_1 avem bobina de 1,8 mH, la frecvența purtătoare de 1 MHz, această ramură de circuit are impedanță mare în raport cu grupul RC din emitorul tranzistorului de intrare.

Rezistența dinamică, r_z , în regiunea de stabilizare are o valoare de aproximativ 10 Ω , astfel că atât r_{z1} cât și r_{z2} pot fi neglijate în schema de c.a.

3.4.12. Generator de zgomot^o

În scopul generării de zgomot alb (densitate spectrală constantă) se poate utiliza o diodă Zener polarizată la curent constant.

Dar acest generator de zgomot depinde de temperatură; în cazul în care dorim un generator de zgomot alb calibrat, o soluție ar fi termostatarea acestuia. Pentru realizarea acestei soluții vom utiliza circuitul integrat $\beta A726$. În figura 3.26 se prezintă schema electrică a generatorului de zgomot.

Zgomotul este generat de Q_2 conectat ca diodă polarizată invers; amplitudinea zgomotului generat depinde de punctul de funcționare al lui Q_2 . Astfel se observă experimental că valoarea maximă pentru zgomot se obține pentru un curent în jurul valorii de 10 μA ; se alege pentru polarizarea lui Q_2 , $R_2 = 22 k\Omega$. Tensiunea de polarizare a lui Q_2 este dată de Q_1 conectat de asemenea ca diodă polarizată invers.

Pentru a asigura o polarizare corespunzătoare pentru Q_2 se fixează curentul prin Q_1 în jurul valorii de 2,2 mA, alegând $R_1 = 10 k\Omega$.

Funcționarea termostatlui este asigurată prin rezistența $R_T = 510 k\Omega$. Zgomotul generat de Q_2 este amplificat prin intermediul a două etaje realizate cu $\beta M381$. Primul etaj amplifică cu $A_1 = 100$ iar al doilea cu $A_2 = 10$.

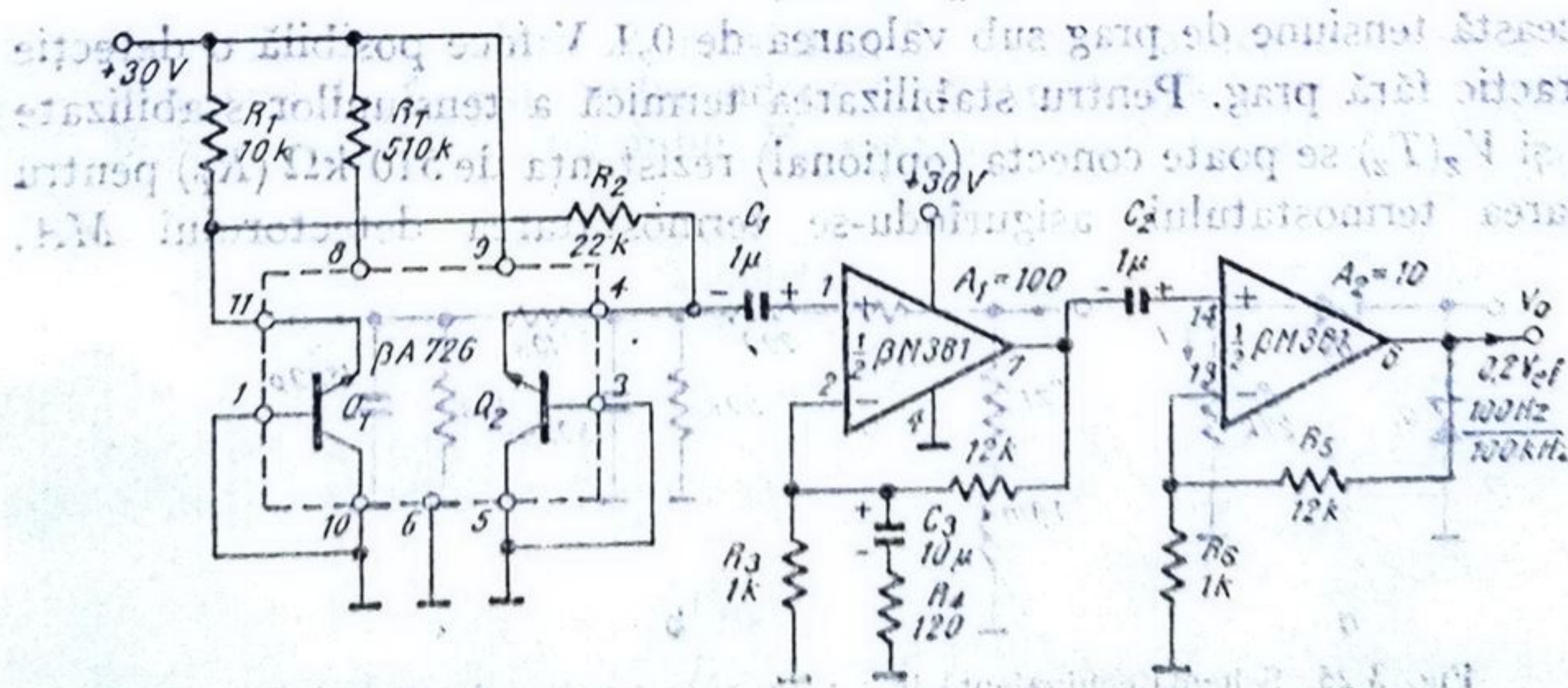


Fig. 3.26. Generator de zgomot.

Astfel se obține la ieșire zgomot alb de valoare efectivă aproximativ de $0,2 V_{ef}$. Trebuie specificat că banda de zgomot este limitată de cele două etaje de amplificare, între limitele 100 Hz...100 kHz.

3.5. Alte circuite cu substrat stabilizat termic ⁷

În acest domeniu al circuitelor integrate ce încorporează un termostat se remarcă circuitul integrat LM 399, care asigură o referință de tensiune de mare stabilitate termică și în timp. Tensiunea stabilizată are valoarea de 6,9 V, și deriva termică mai mică decât 1 ppm/°C.

Schema bloc a circuitului integrat LM 399 este prezentată în figura 3.27. Pe același cip sînt incluse două circuite independente electric: termostatul (temperatura de lucru 90°C) și stabilizatorul care furnizează tensiunea de referință.

Singura legătură electrică între cele două circuite este dioda de izolare, caracteristică oricărui circuit integrat în care izolarea componentelor se face cu joncțiuni blocate. Restricția de funcționare ce se impune este aceea ca dioda de izolare să fie totdeauna polarizată invers iar tensiunea corespunzătoare să nu depășească 40 V.

Referința de tensiune poate fi folosită cu sau fără termostat în funcționare.

Schema electrică a circuitului este dată în figura 3.28.

Termostatul conține tranzistoarele $Q_1 - Q_9$ (vezi figura 3.28.a). Încălzirea electrică a cipului este asigurată de disipația grupului Q_1, Q_2 .

La conectarea alimentării termostatului, acesta consumă un curent de 140 mA (determinat de tranzistorul de limitare Q_3). Deoarece cipul începe să se încălzească, tensiunea de deschidere a tranzistorului Q_4 scade și acesta începe să conducă. La atingerea temperaturii de 90°C, aproape tot curentul din colectorul lui Q_7 este preluat de Q_4 restul fiind aplicat grupului Darlington Q_1, Q_2 . Puterea disipată scade la nivelul necesar menținerii temperaturii de termostatare. În acest fel temperatura cipului este stabilizată: pentru o variație de temperatură de 100°C a mediului ambiant se obține o variație a temperaturii cipului mai mică de 2°C. Pentru ca termostatul să funcționeze trebuie ca temperatura exterioară să fie mai mică decât temperatura stabilizată de +90°C.

Circuitul pentru referința de tensiune conține tranzistoarele $Q_{10} - Q_{16}$. (vezi figura 3.28.b). O diodă Zener îngropată D_3 , polarizează baza tranzistorului Q_{13} care comandă grupul Q_{12}, Q_{11} . Variațiile curentului de polarizare a referinței sînt aproape total absorbite de grupul Q_{12}, Q_{11} comparativ cu D_3 . Curentul prin D_3 este menținut constant la 250 μA de către rezistența de 2k Ω în paralel pe joncțiunea bază-emitor a lui Q_{13} . Tensiunea bază-emitor a lui Q_{13} compensează în temperatură tensiunea de referință.

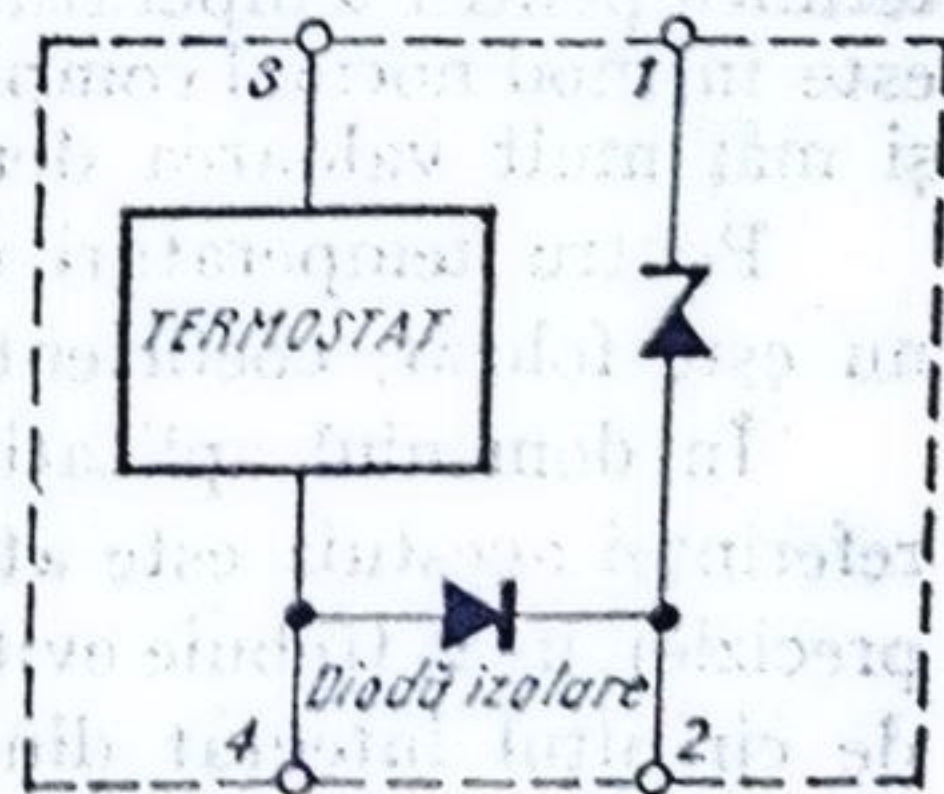


Fig. 3.27. Schema bloc a circuitului LM 399

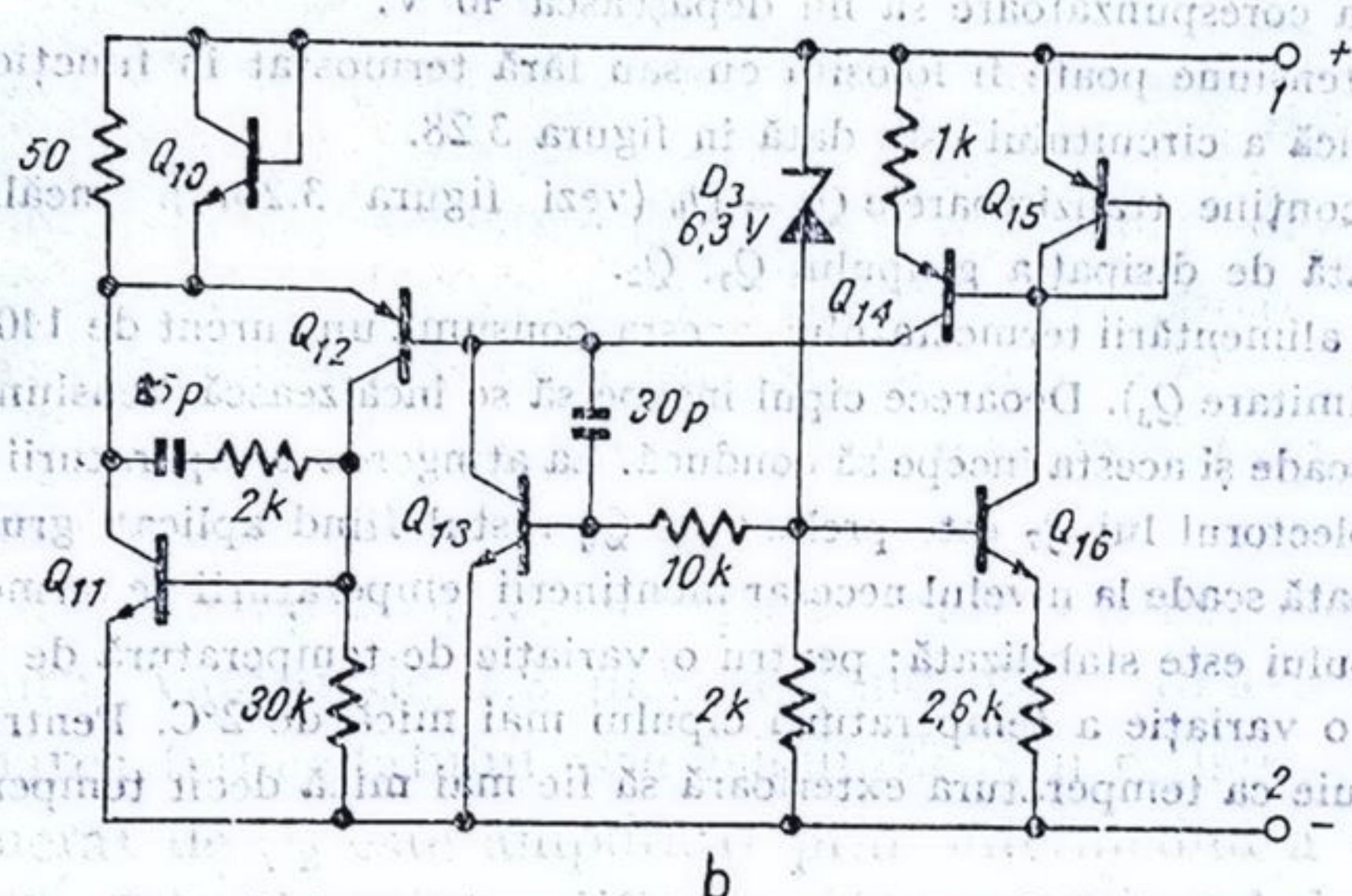
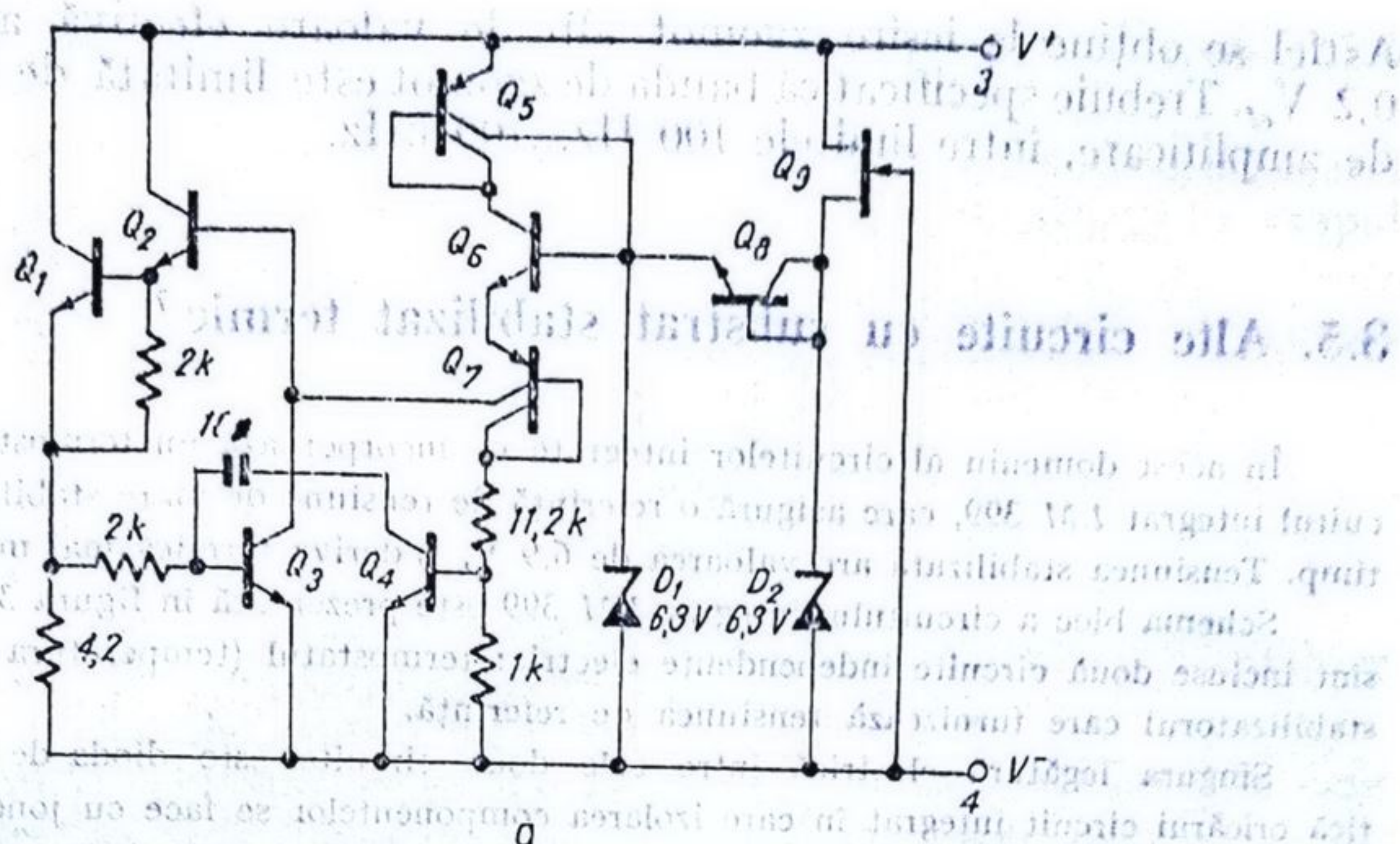


Fig. 3.28. Schema electrică de principiu a circuitului LM399

Referitor la performanțele circuitului, în Tabelul 3.2 sînt prezentate valorile tipice pentru mărimile electrice caracteristice ale acestuia.

Stabilizînd temperatura circuitului la 90°C , implicit se elimină deriva termică pentru temperaturi externe mai mici decît 90°C . Referința de tensiune este în mod normal compensată în temperatură, astfel încît termostatul scade și mai mult valoarea derivei termice.

Pentru temperaturi mai mari ca 90°C , și în cazul în care termostatul nu este folosit, coeficientul termic al referinței este de $15 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$.

În domeniul aplicațiilor ce utilizează acest circuit integrat stabilitatea referinței acestuia este atît de bună (chiar mai bună decît a rezistențelor de precizie), încît trebuie evitată limitarea performanțelor de către partea externă de circuitul integrat din schema respectivă.

Tabelul 3.2

LM 399

REFERINȚA DE TENSIUNE DE PRECIZIE

Valori tipice

Tensiunea de referință	6,95 V
Curentul de polarizare	0,5 mA ... 10 mA
Coeficientul de temperatură	0,3 ppm/°C
Rezistența dinamică	0,5 Ω
Zgomot (10 Hz — 10 KHz)	7 μV
Stabilitate pe interval lung	20 ppm
Tensiunea de alimentare a termostatului	9 V ... 40 V
Puterea disipată de termostat (25°C)	300 mW
Timpul necesar stabilizării temperaturii interne	3 secunde

Alimentarea circuitului integrat LM 399 necesită o tensiune între 9 V și 40 V pentru termostat și un curent de polarizare a referinței între 0,5 mA și 10 mA. Rezistența dinamică mică minimizează stabilizarea curentului de polarizare comparativ cu diodele Zener obișnuite. Singura restricție la polarizarea referinței de tensiune este tensiunea ce apare pe dioda de izolare. Aceasta trebuie polarizată invers cu o tensiune care să nu depășească 40 V. De aceea, este necesară o legătură electrică între referința de tensiune și termostat pentru a ne asigura că nu este depășită tensiunea maximă pe dioda de izolare.

BIBLIOGRAFIE

1. C. Bulucea, M. Vais, H. Profeta. Circuite integrate liniare, Editura tehnică, București 1975
2. * * * Circuite integrate analogice Catalog, IPRS — BĂNEASA, 1983.
3. M. Bodea, A. Silard. Măsurarea temperaturii utilizând o pereche de tranzistoare bipolare. E.E.A. — Automatica și electronică, 22, nr. 2 (iunie 1978), p. 54.
4. M. Bodea, G. Tănase, Lucrări nepublicate 1981
5. N. Marinescu. Comunicare personală.
6. E. Gărdac. Generator de zgomot alb în banda de frecvențe 20 Hz... 20 kHz cu parametri electrici stabili. Lucrările Conferinței anuale de semiconductoare, CAS-83, p. 339.
7. * * * Linear Integrated Circuits. Databook, NATIONAL SEMICONDUCTOR, 1981.

βA 3054 | Arie de tranzistoare bipolare

4.1. Prezentarea circuitului

4.1.1. Destinație

Aria de tranzistoare bipolare βA 3054 este destinată în principal scheme-
lor de factură „clasică”, realizabile cu tranzistoare discrete, scheme în care se
dorește însă îmbunătățirea performanțelor prin utilizarea tranzistoarelor
integrate. Datorită realizării monolitice, tranzistoarele sînt bine împerecheate
electric și termic. Circuitul poate fi utilizat pe un domeniu larg de frecvențe
care se extinde de la c.c. pînă la 120 MHz. Tranzistoarele pot opera cu curenți
de colector ce pot varia de la 1 μA la 50 mA și cu tensiuni colector-emitor
de maximum 15 V.

4.1.2. Descrierea circuitului

Circuitul βA 3054 conține 6 tranzistoare conectate astfel încît formează
două perechi diferențiale alimentate în emitoare de un tranzistor sursă de
curent (vezi figura 4.1).

Datorită realizării monolitice circuitul este foarte potrivit pentru apli-
cații duale, în care împerecherea între etajele amplificatoare constituie o
cerință majoră.

De asemenea fiecare tranzistor din circuitul βA 3054 este izolat electric
față de substrat și de celelalte tranzistoare printr-o joncțiune *pn* care trebuie
polarizată invers (vezi figura 4.1). Deci substratul (terminalul 5) trebuie conec-
tat la un potențial care este mai negativ decît potențialul oricărui alt terminal
al capsulei.

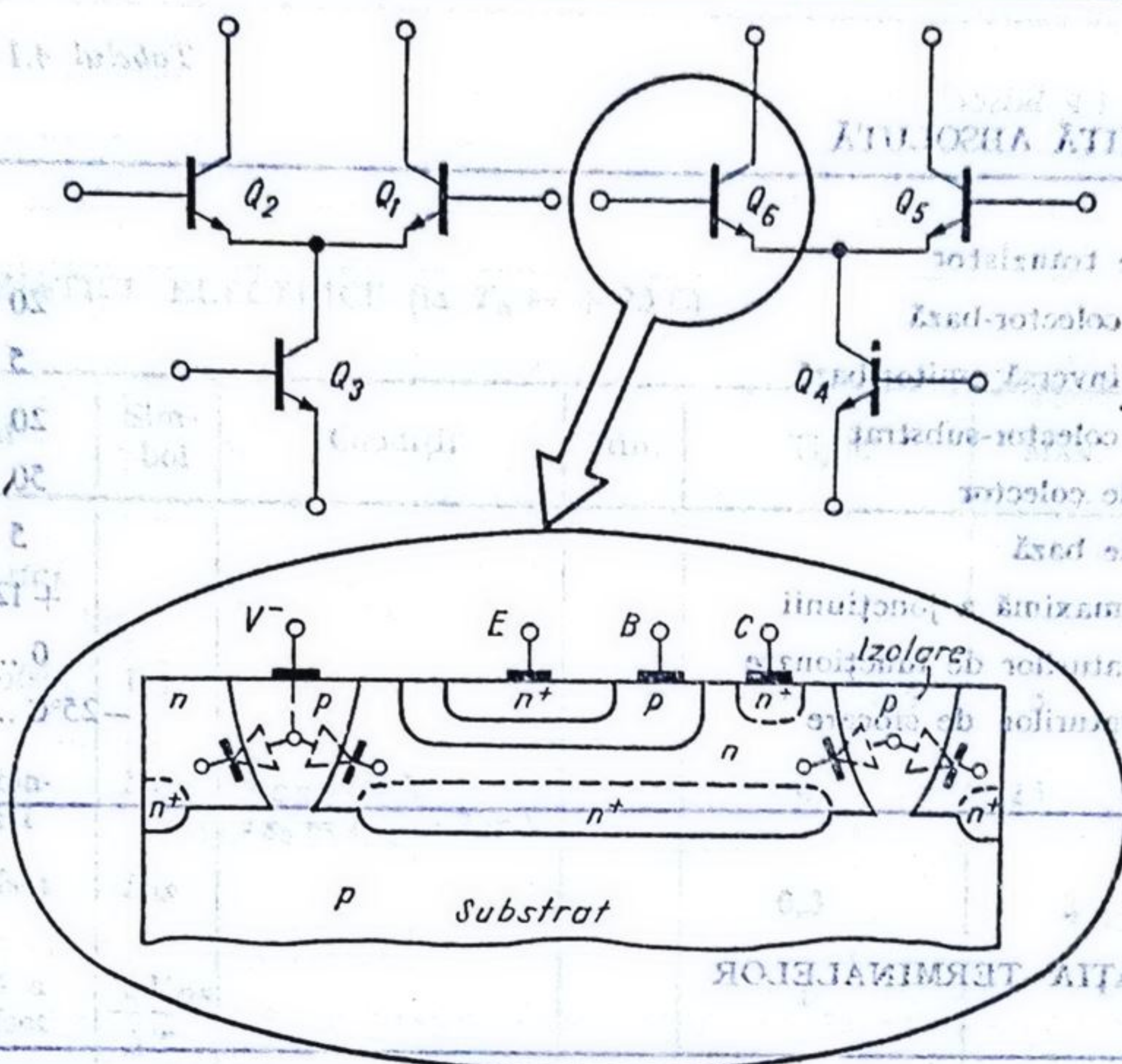


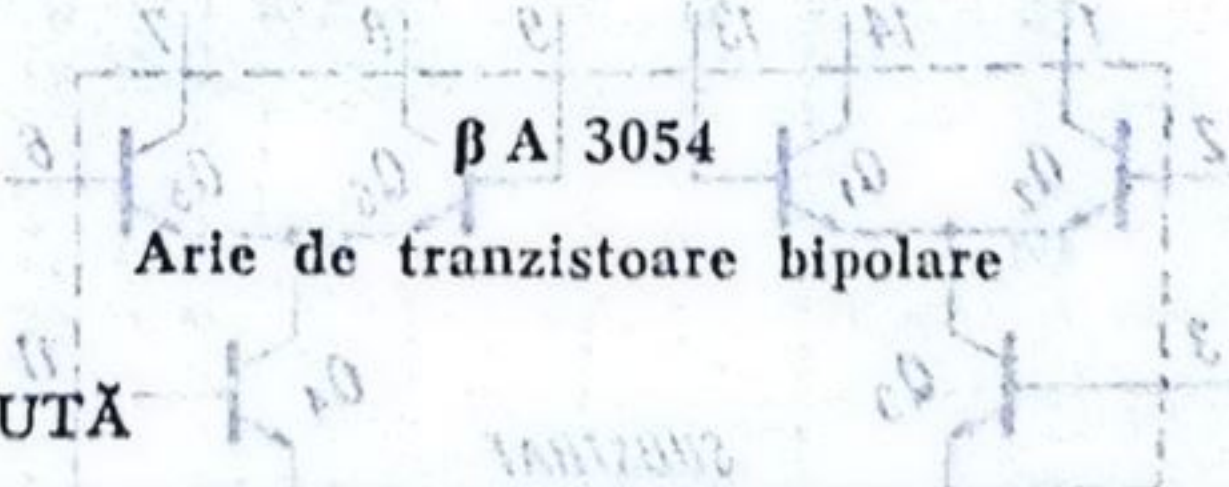
Fig. 4.1. Schema electrică împreună cu detaliu tehnologic.

4.2. Parametri

4.2.1. Performanțele circuitului

Mărimile caracteristice ale circuitului $\beta A 3054$ sînt indicate în Tabelul 4.1. Depășirea valorilor limită absolută determină fie defectarea catastrofică a circuitului fie, în cel mai bun caz, ieșirea parametrilor din specificațiile arătate în tabel.

Tabelul 4.1

<div style="text-align: center;">  <p>$\beta A 3054$</p> <p>Arie de tranzistoare bipolare</p> </div>	
VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ	
Puterea disipată totală (pe capsula) maximă	600 mW
Pentru fiecare tranzitor	
Puterea disipată maximă	300 mW
Tensiunea colector-emitor	15 V

Tabelul 4.1 (continuare)

VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

 β A3054

Pentru fiecare tranzistor

Tensiunea colector-bază

20 V

Tensiunea inversă emitor-bază

5 V

Tensiunea colector-substrat

20 V

Curentul de colector

50 mA

Curentul de bază

5 mA

Temperatura maximă a joncțiunii

+125°C

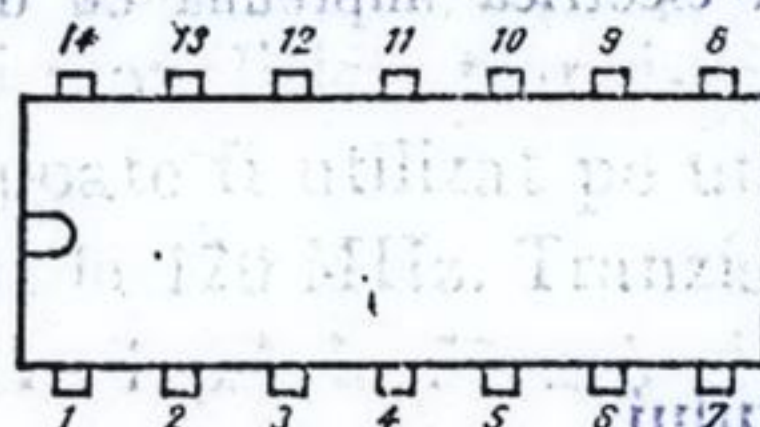
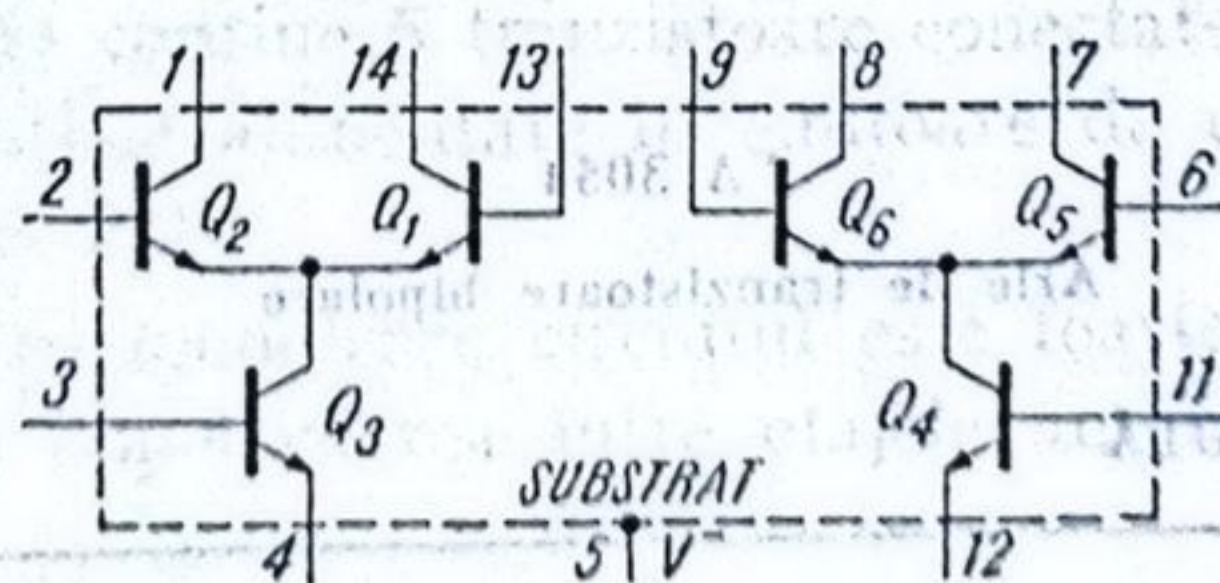
Gama temperaturilor de funcționare

0 ... +70°C

Gama temperaturilor de stocare

-25°C ... +125°C

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR

capsula TO-116
vedere de sus

Notă. Terminalul 10 este neconectat

Tabelul 4.1 (continuare)

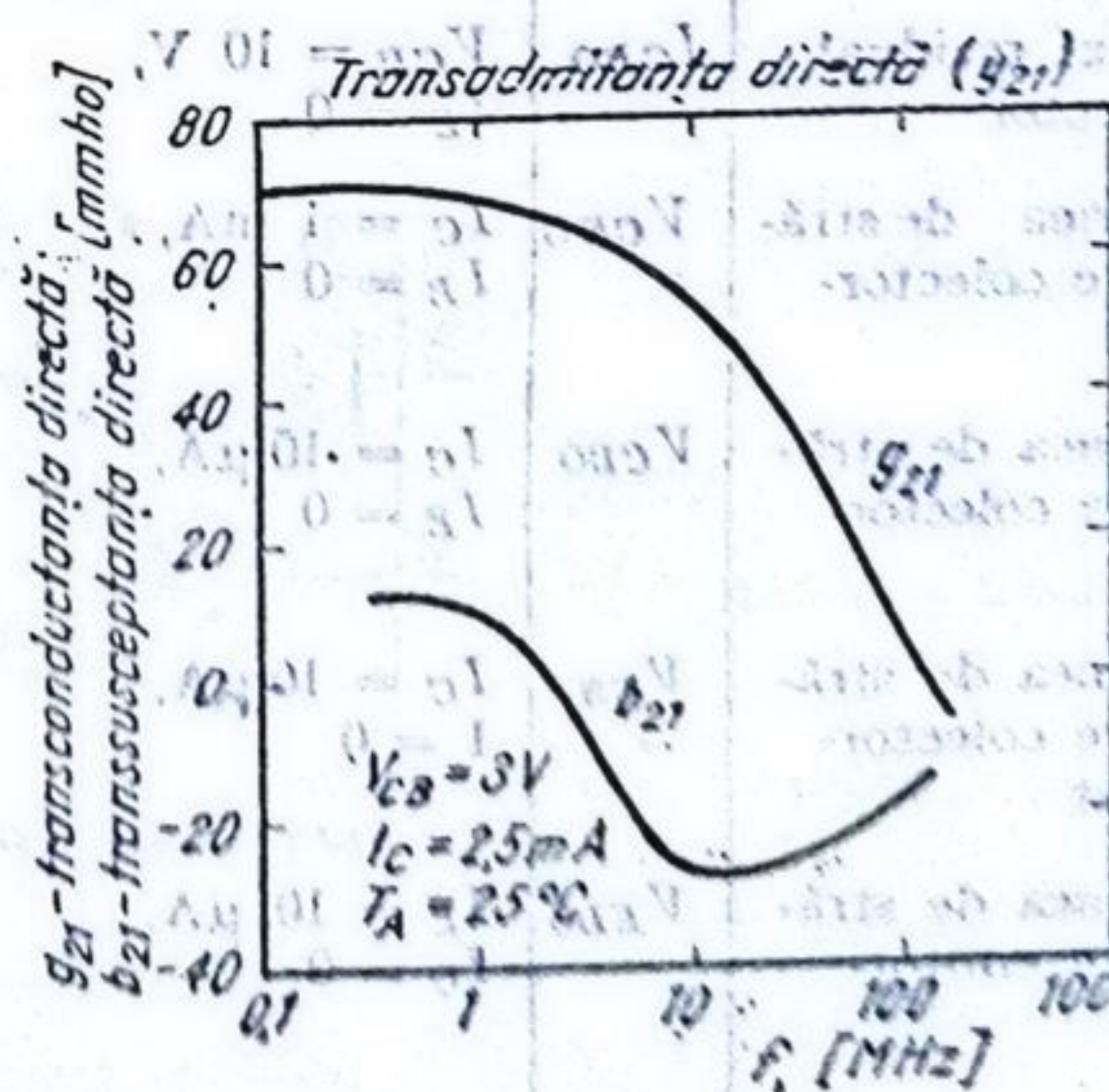
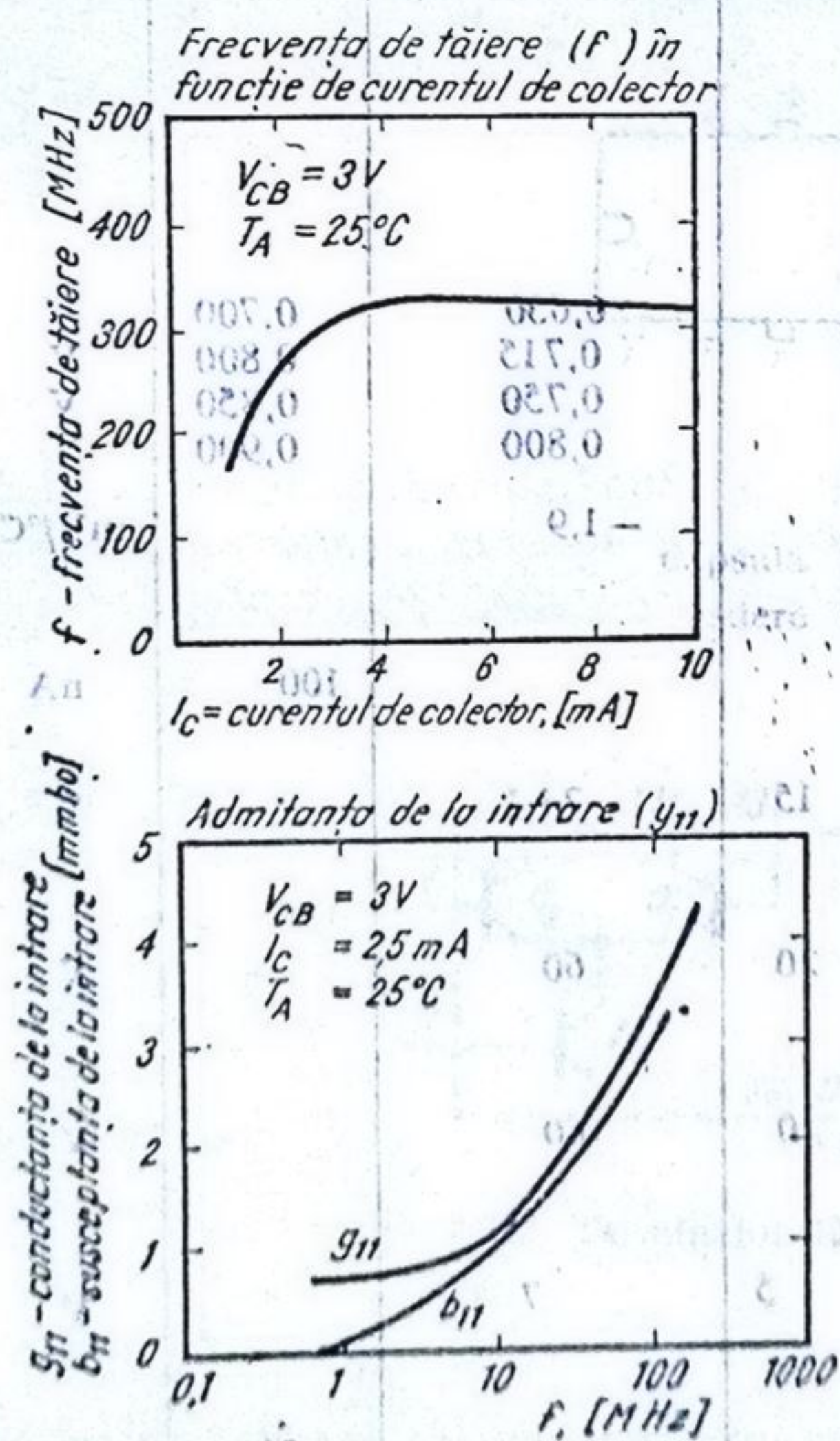
BA 3054

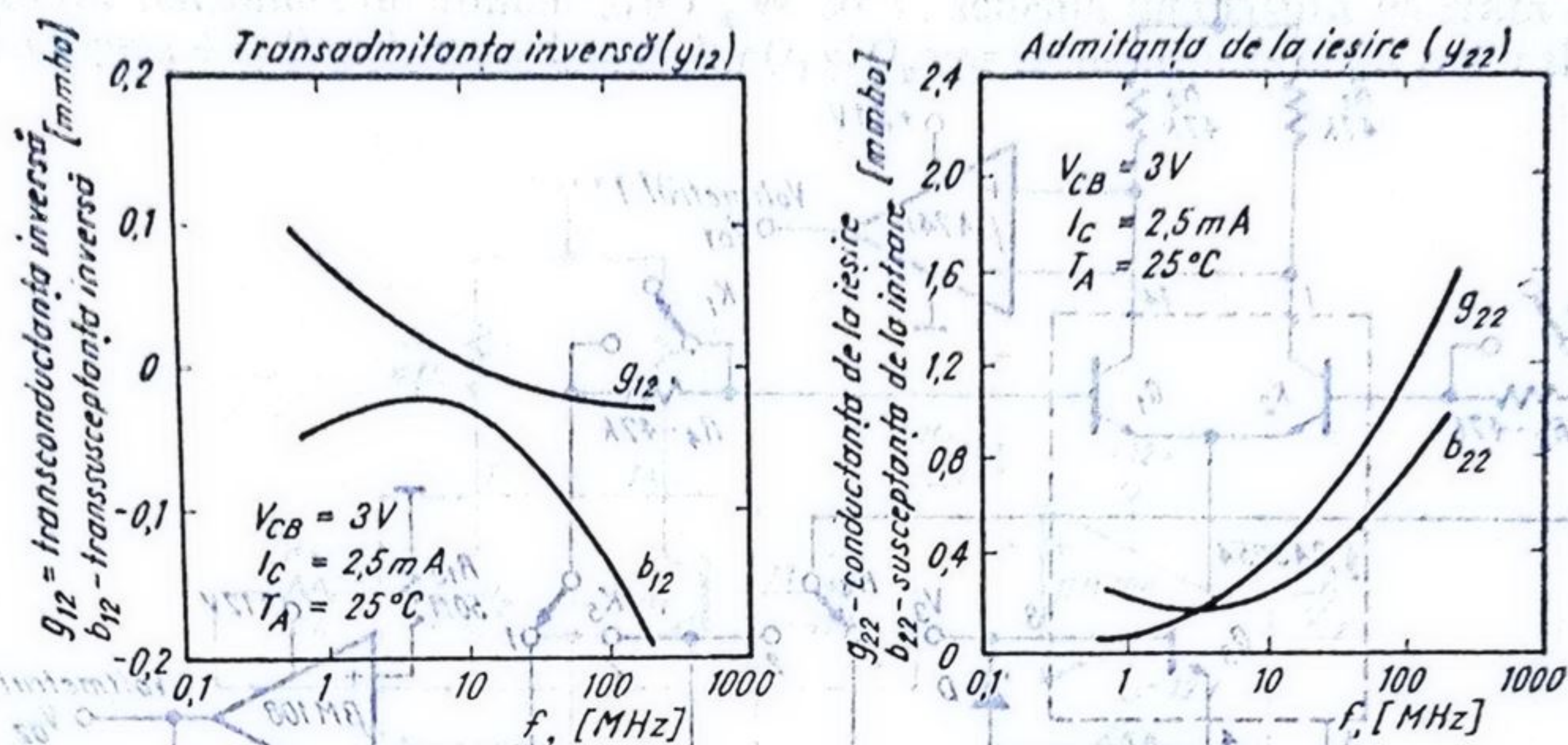
CARACTERISTICI ELECTRICE (la $T_a = +25^\circ\text{C}$)

Parametrul	Simbol	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unități
<i>Pentru fiecare etaj diferențial</i>						
Tensiunea de offset la intrare	V_{OS}			0,5	5	mV
Curentul de polarizare al intrării	I_B	$V_{CB} = 3\text{ V}$ $I_{E3} = I_{E4} = 2\text{ mA}$		10	25	μA
Curentul de offset la intrare	I_{OS}			0,3	2	μA
Deriva termică a tensiunii de offset	$\frac{\Delta V_{OS}}{\Delta T}$			1		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
<i>Caracteristici statice pentru fiecare tranzistor</i>						
Tensiunea bază-emitor	V_{BE}	$V_{CB} = 3\text{ V}$ $I_C = 90\text{ }\mu\text{A}$ $I_C = 1\text{ mA}$ $I_C = 2\text{ mA}$ $I_C = 10\text{ mA}$		0,630 0,715 0,750 0,800	0,700 0,800 0,850 0,900	V V V V
Deriva termică a tensiunii bază-emitor	$\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T}$	$V_{CB} = 3\text{ V}$ $I_C = 1\text{ mA}$		-1,9		$\text{mV}/^\circ\text{C}$
Curentul rezidual de colector	I_{CBO}	$V_{CB} = 10\text{ V}$ $I_E = 0$			100	nA
Tensiunea de străpungere colector-emitor	V_{CEO}	$I_C = 1\text{ mA}$ $I_B = 0$	15	24		V
Tensiunea de străpungere colector-bază	V_{CBO}	$I_C = 10\text{ }\mu\text{A}$ $I_E = 0$	20	60		V
Tensiunea de străpungere colector-substrat	V_{CS}	$I_C = 10\text{ }\mu\text{A}$ $I = 0$	20	60		V
Tensiunea de străpungere emitor-bază	V_{EDO}	$I_E = 10\text{ }\mu\text{A}$ $I_C = 0$	5	7		V

Tabelul 4.1 (continuare)
3 A 3054

Parametrul	Simbol	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unități
Caracteristici dinamice pentru fiecare tranzistor						
Frecvența de tăiere	f_T	$V_{CB} = 3 \text{ V}$ $I_C = 5 \text{ mA}$		320		MHz
Admitanța de la intrare	y_{11}	$V_{CB} = 3 \text{ V}$ $I_C = 2,5 \text{ mA}$ $f = 1 \text{ MHz}$		$0,74 + j0$		mmho
Admitanța directă	y_{21}			$70 + j11,7$		mmho
Admitanța inversă	y_{12}			$0,073 - j0,035$		mmho
Admitanța de la ieșire	y_{22}			$0,23 + j0,15$		mmho





CARACTERISTICI TERMICE

Rezistența termică joncțiune-capsulă

 $R_{th, j-a}$

200 °C/W

4.2.2. Măsurări la fabricant

Pentru a caracteriza circuitul, din punct de vedere electric, măsurătorile se fac cu ajutorul schemei din figura 4.2 care se referă la o jumătate a circuitului βA 3054, cealaltă jumătate măsurându-se similar. Pentru măsurarea unui parametru schema reprezentată este configurată cu ajutorul releelor. Configurarea se realizează automat, întregul sistem fiind comandat de un calculator.

Secvențial măsurătorile se fac după descrierea următoare. (Se acceptă convenția menționării condițiilor de test numai atunci când apar schimbări de la un test la altul).

1. *Funcționare.* Cu ajutorul acestui test se urmărește punerea în evidență a faptului că circuitul testat conține, în jumătatea respectivă, trei tranzistoare care funcționează și conexiunile interne sînt corecte. După configurarea releelor și aranjarea stimulilor circuitul din figura 4.2, va arăta ca cel din figura 4.3. Dacă circuitul funcționează corect, dezechilibrul creat de tensiunile V_2 și V_9 va determina comutarea amplificatorului βA 741 către +24 V dacă $V_2 = -20$ V, $V_9 = +20$ V și către 0 V dacă $V_2 = +20$ V, $V_9 = -20$ V.

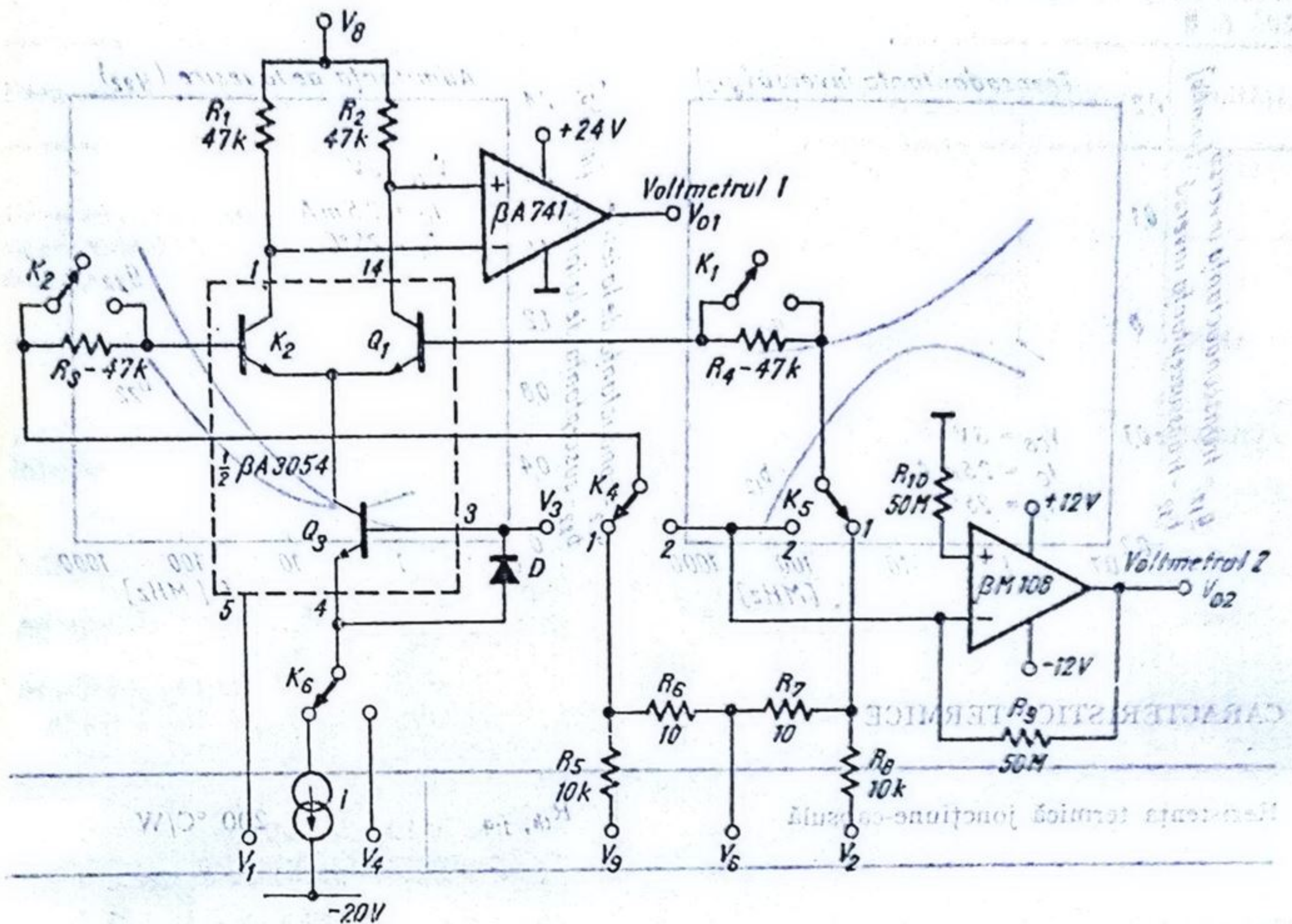


Fig. 4.2. Schema generală de testare.

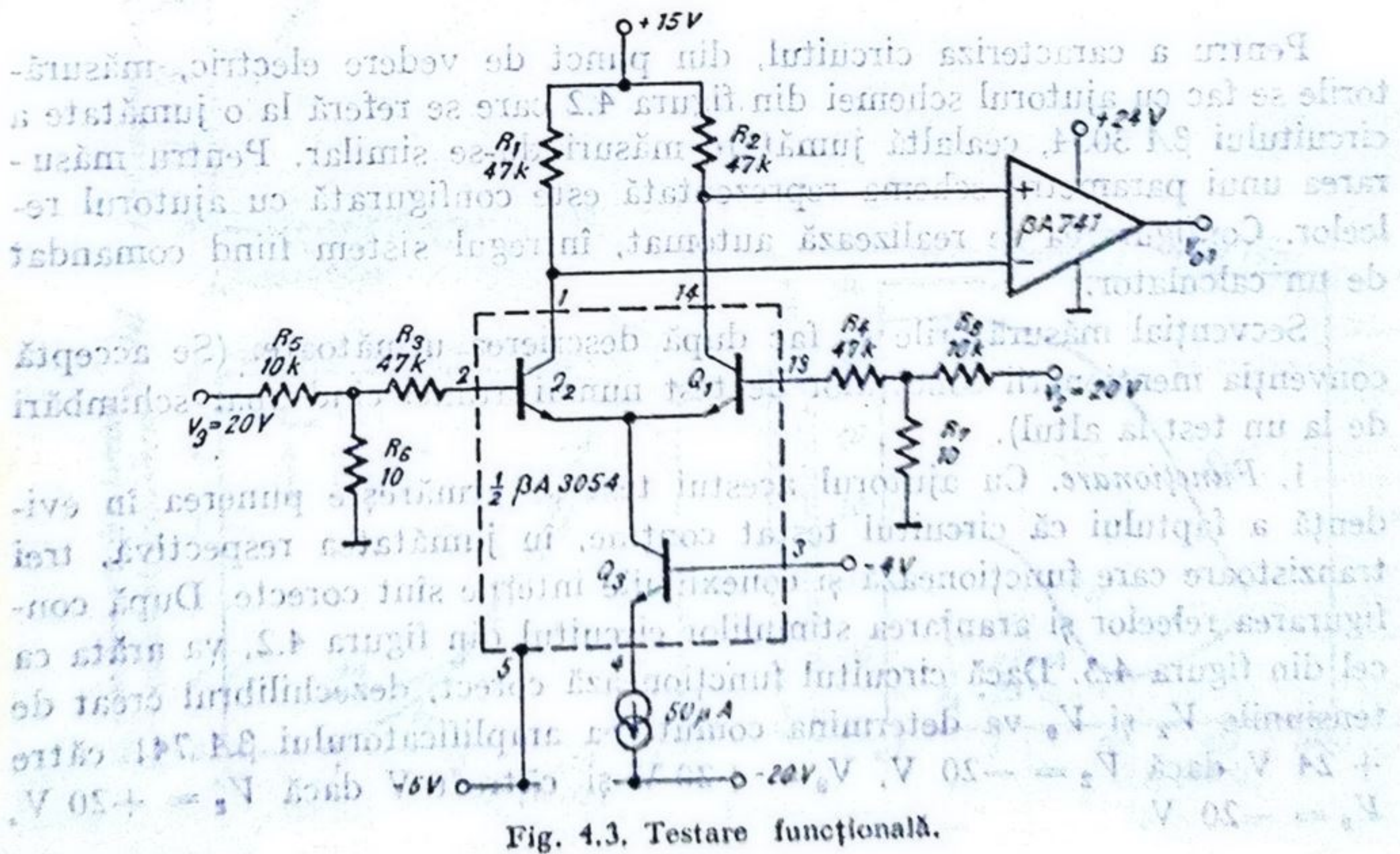


Fig. 4.3. Testare funcțională.

2. $V_{CBO} Q_1/Q_2$. Acționând relele K_4 și K_5 , deconectând terminalul 4 și schimbând tensiunea de alimentare $V_8 = 20$ V, schema de măsură va arăta ca cea din figura 4.4. Bazele tranzistoarelor Q_1 și Q_2 vor fi menținute la un potențial

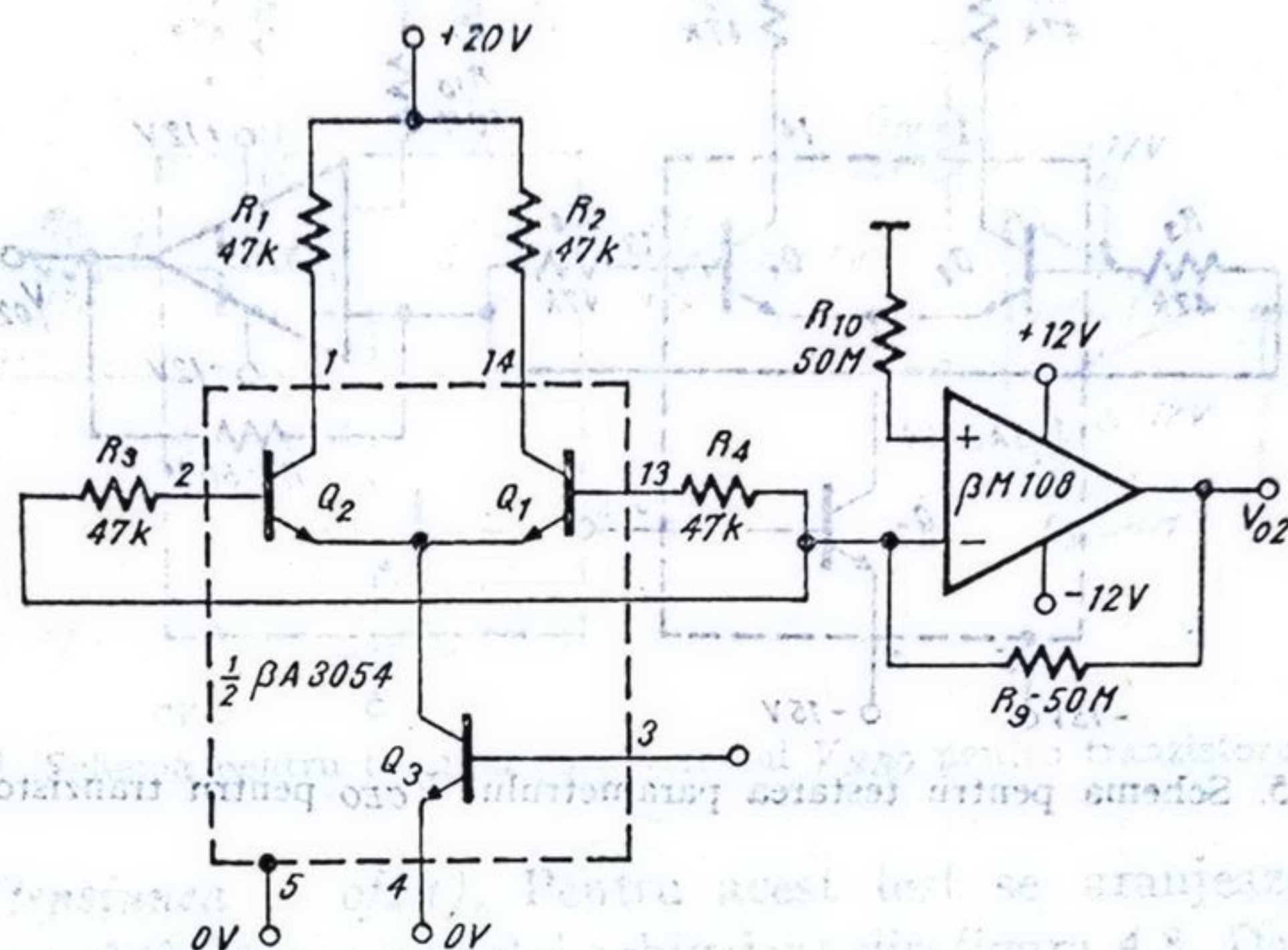


Fig. 4.4. Testarea parametrului V_{CBO} pentru tranzistoarele Q_1 și Q_2 .

de 0V datorită circuitului $\beta M 108$. Se verifică în acest fel funcționarea corectă a tranzistoarelor Q_1 și Q_2 la o tensiune $V_{CBO} = 20$ V. Într-adevăr, tranzistoarele fiind blocate, tensiunea V_8 apare între colector și bază. Funcționarea normală presupune injecția sumei curenților reziduali, din bazele tranzistoarelor Q_1 și Q_2 , spre $\beta M 108$. Acest fapt va determina așezarea ieșirii lui $\beta M 108$ la o valoare negativă dată de relația

$$V_{o2} = -2I_{CBO} \times 50 \text{ M}\Omega [\text{V}]$$

Dacă tranzistoarele nu se străpung această tensiune se menține între 0 și -5 V.

3. $V_{CEO} Q_3$. Se verifică tensiunea V_{CEO} pentru tranzistorul Q_3 . Pentru aceasta se deconectează V_3 , se acționează K_6 , iar $V_1 = V_4 = -15$ V. Tensiunea $V_8 = 0$ V. Tranzistorul Q_3 este polarizat cu o tensiune colector-emitor de aproximativ 15V, deoarece bazele tranzistoarelor Q_1 , Q_2 sînt la un potențial practic nul (vezi figura 4.5) Tensiunea V_{o2} va fi pozitivă datorită curenților de bază ai tranzistoarelor Q_1 și Q_2 care intră în terminalele 2 și 13 și a căror sumă trece prin Q_3 . Tensiunea V_{o2} trebuie să se mențină sub 5 V.

4. $V_{CBO} Q_3$. Schimbînd $V_3 = V_4 = V_1 = -20$ V se verifică funcționarea normală a tranzistorului Q_3 la tensiunea V_{CBO} . Acest tranzistor este în continuare blocat și deci testul este similar celui anterior (vezi figura 4.6).

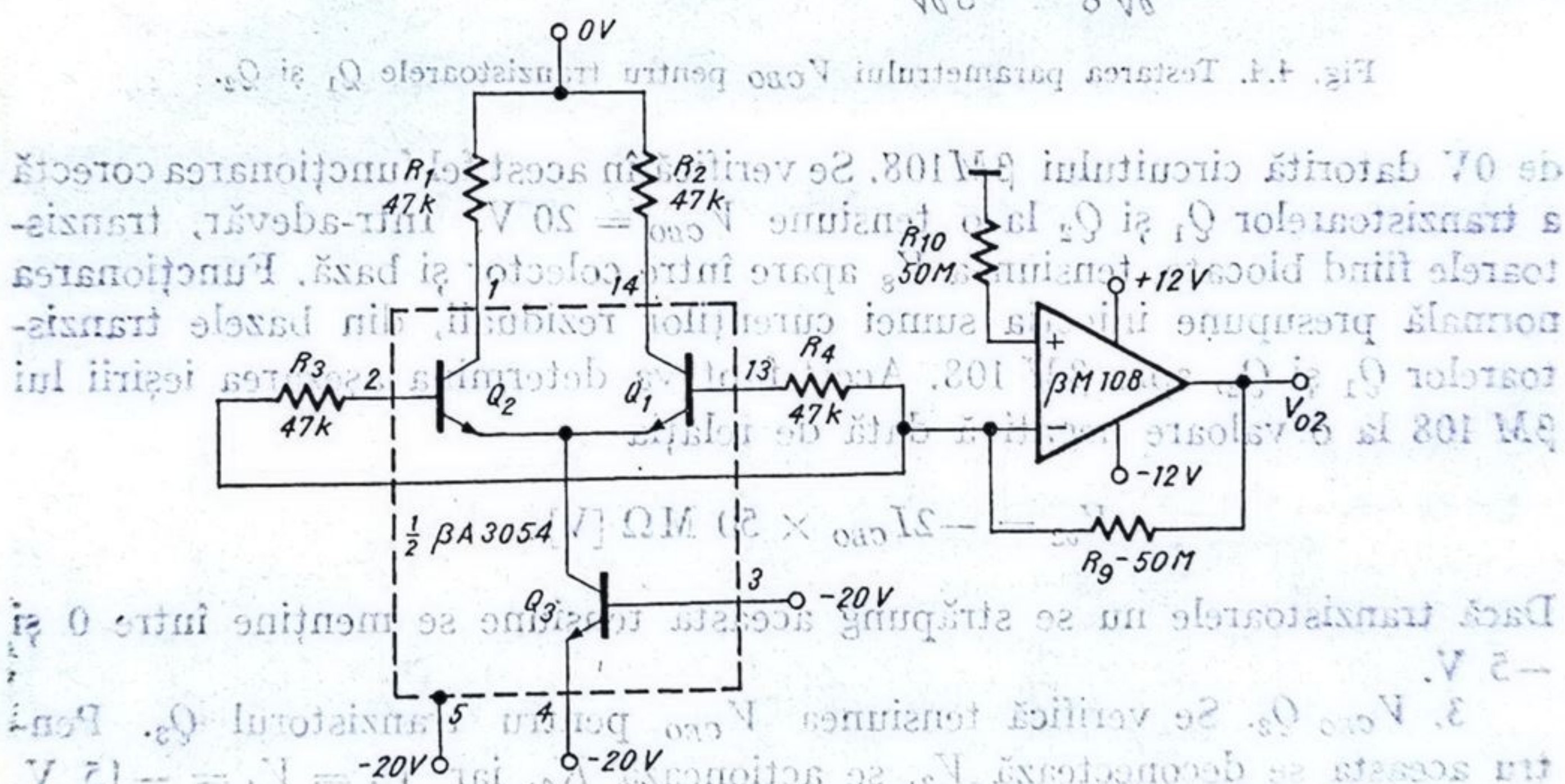
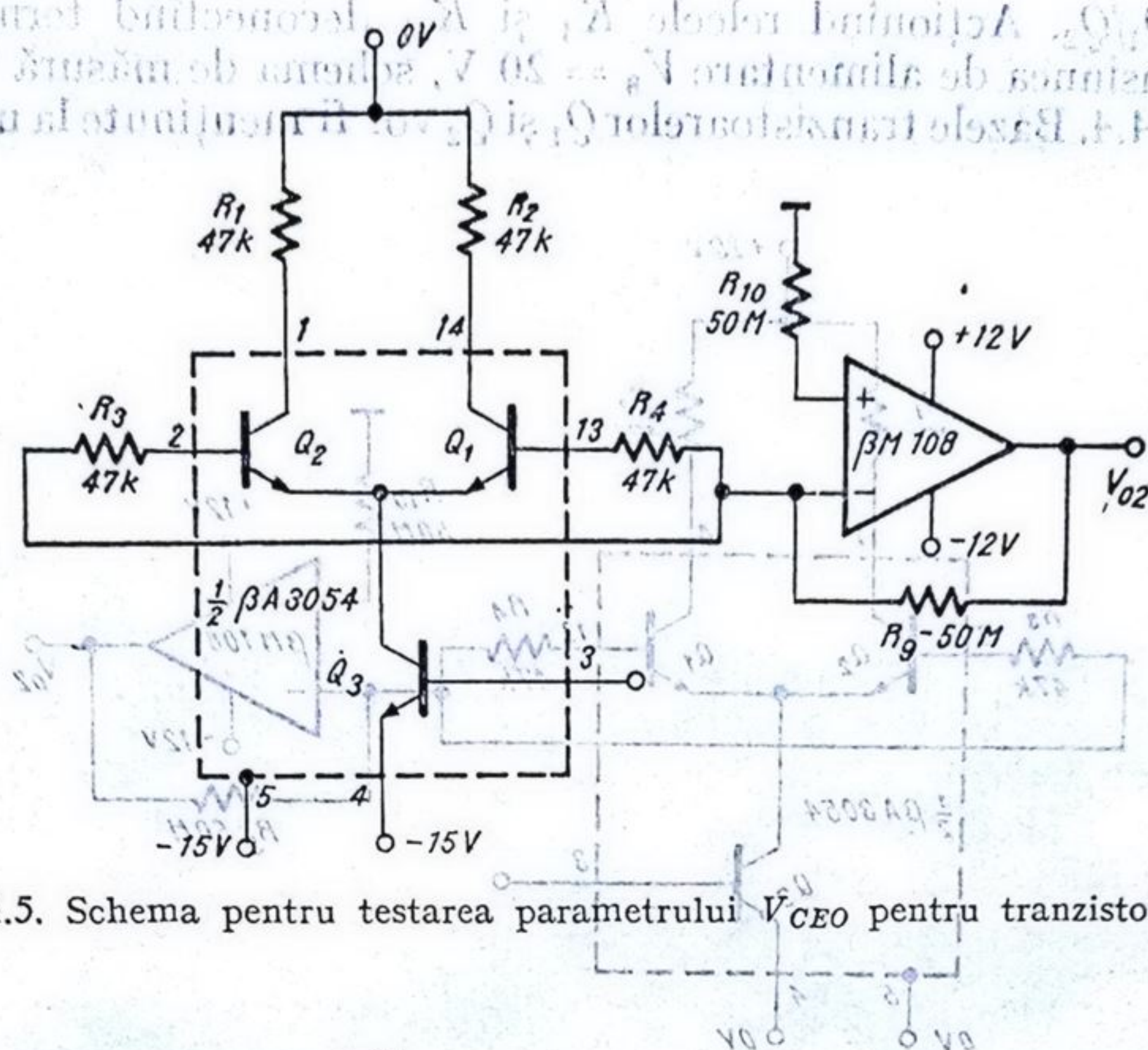


Fig. 4.6. Schema pentru testarea parametrului V_{CE0} pentru tranzistorul Q_3 .

5. V_{EBO} Q_2 . Se aranjează relele pentru a se obține circuitul echivalent din figura 4.7. Punctele V_2 , V_3 și V_0 se deconectează. Tensiunea V_6 este de 5,5 V. În baza lui Q_2 potențialul este 0V, iar în emitorul lui Q_1 potențialul este de aproximativ 5V. Dacă joncțiunea emitor-bază a tranzistorului Q_2 nu se străpunge, curentul invers prin această joncțiune se menține sub 100 nA, iar tensiunea V_{o2} va fi între 0 V și -5 V.

6. $V_{EBO} Q_1$. Se măsoară acționând K_5 și aducând K_4 în poziția inițială după care se procedează la fel ca la măsurarea tensiunii $V_{EBO} Q_2$.

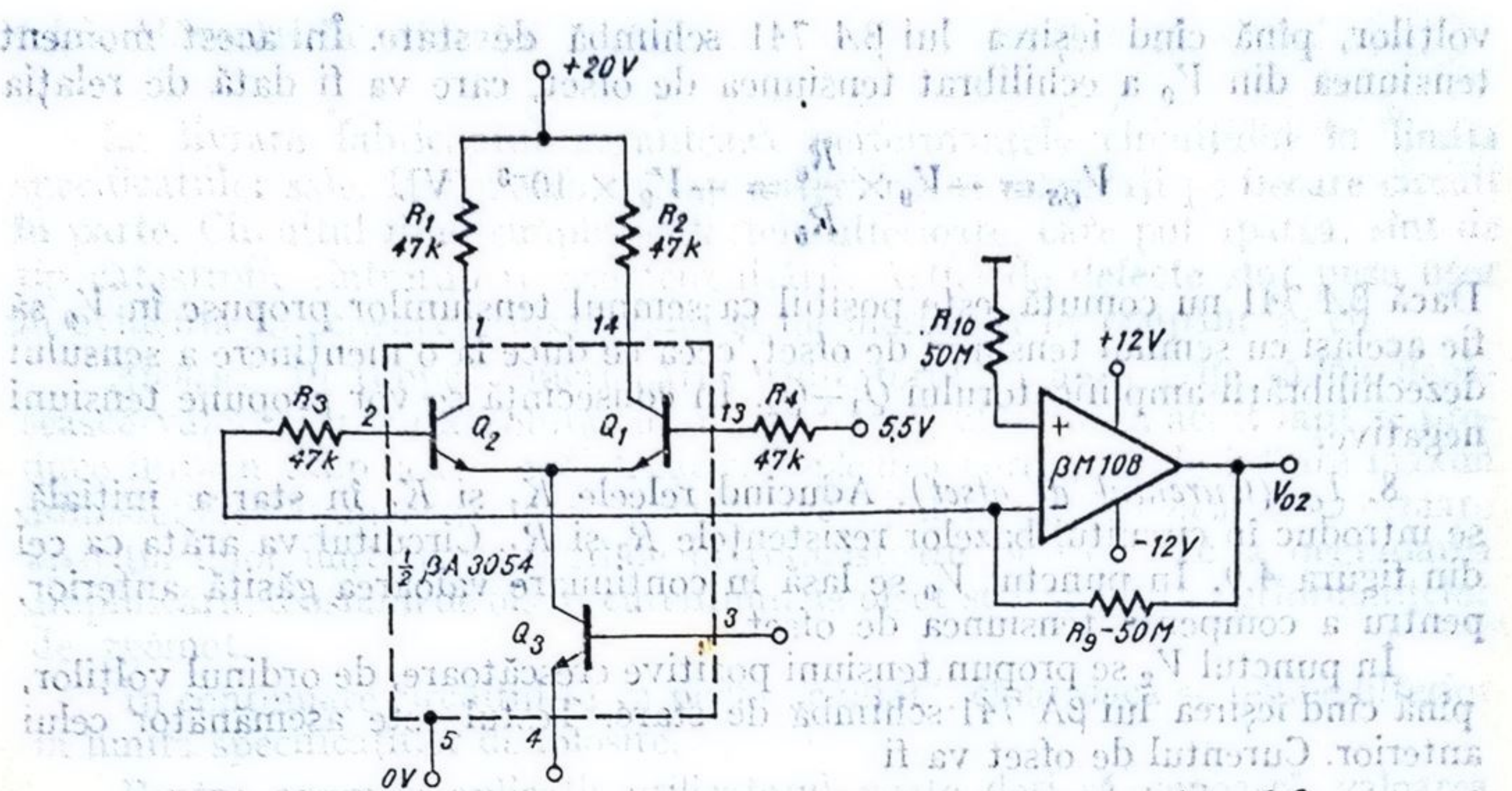


Fig. 4.7. Schema pentru testarea parametrului V_{EBO} pentru tranzistorul Q_2 .

7. V_{os} (tensiunea de offset). Pentru acest test se aranjează relele și stimulii pentru obținerea circuitului echivalent din figura 4.8. Datorită tensiunii de offset amplificatorul Q_1-Q_2 va fi dezechilibrat astfel încât V_{o1} va fi 0 sau 24 V. În punctul V_9 , se propun tensiuni pozitive, crescătoare, de ordinul

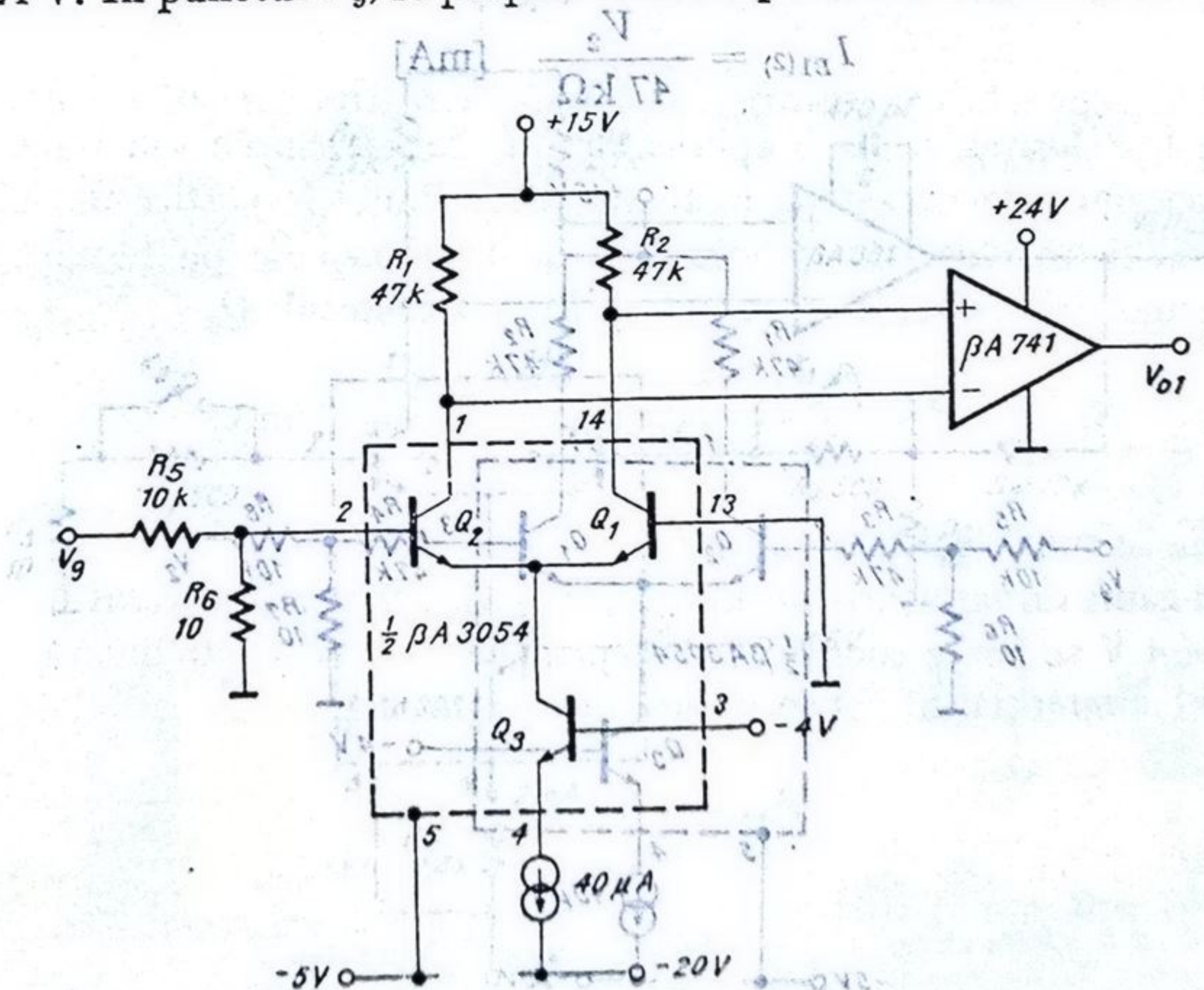


Fig. 4.8. Schema pentru testarea tensiunii de offset V_{os} .

volților, pînă cînd ieșirea lui $\beta A 741$ schimbă de stare. În acest moment tensiunea din V_0 a echilibrat tensiunea de offset, care va fi dată de relația

$$V_{os} = -V_0 \times \frac{R_0}{R_5} = -V_0 \times 10^{-3} \text{ [V]}.$$

Dacă $\beta A 741$ nu comută este posibil ca semnul tensiunilor propuse în V_0 să fie același cu semnul tensiunii de offset, ceea ce duce la o menținere a sensului dezechilibrării amplificatorului Q_1-Q_2 . În consecință se vor propune tensiuni negative.

8. I_{os} (Curentul de offset). Aducînd releele K_1 și K_2 în starea inițială, se introduc în circuitul bazelor rezistențele R_3 și R_4 . Circuitul va arăta ca cel din figura 4.9. În punctul V_0 se lasă în continuare valoarea găsită anterior, pentru a compensa tensiunea de offset.

În punctul V_2 se propun tensiuni pozitive crescătoare, de ordinul volților, pînă cînd ieșirea lui $\beta A 741$ schimbă de stare. Testul este asemănător celui anterior. Curentul de offset va fi

$$I_{os} = \frac{V_2}{R_4} = \frac{V_2}{47 \text{ k}\Omega} \text{ [mA]}.$$

9. I_{B1} și I_{B2} . Curenții de intrare se măsoară în aceleași condiții ca și curentul de offset cu excepția faptului că releele K_1 și K_2 se acționează pe rînd. În acest fel se obțin valori pentru I_{B2} , respectiv I_{B1} , date de relația

$$I_{B1(2)} = \frac{V_2}{47 \text{ k}\Omega} \text{ [mA]}$$

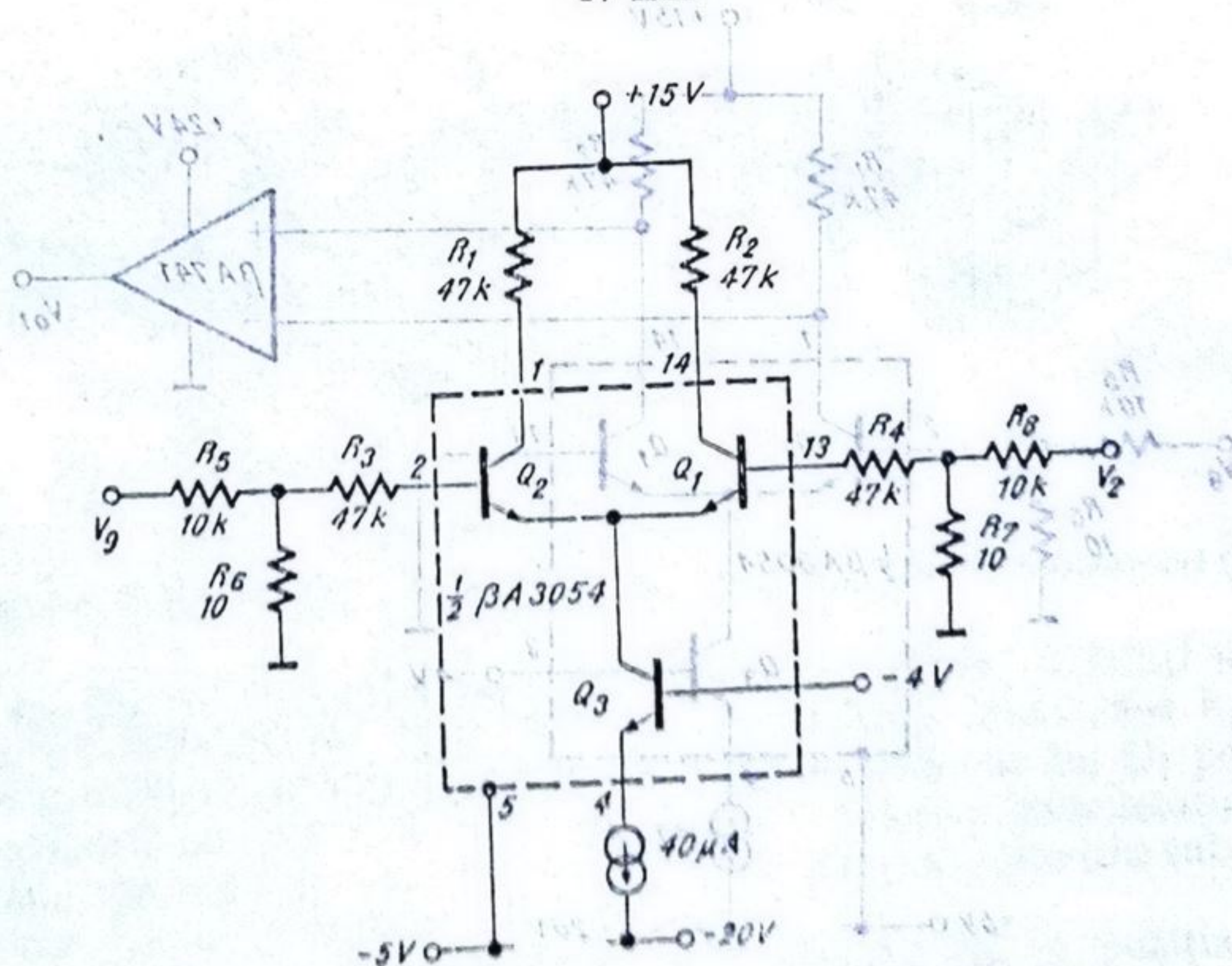


Fig. 4.9. Schema pentru testarea curentului de offset I_{os} .

4.2.3. Măsurări la utilizator

La livrare fabricantul garantează performanțele circuitului în limita specificațiilor sale. Parametrii arătați anterior sînt măsurați pe fiecare circuit în parte. Circuitul fiind simplu, defectele ulterioare, care pot apărea, sînt de tip catastrofic (întreruperi, scurtcircuitări). Astfel de defecte sînt puse ușor în evidență în schema utilizatorului și nu merită să ne ocupăm de ele.

Atenție! În timpul funcționării, utilizatorul va avea grijă să nu depășească valorile limită absolută sub nici o formă, chiar dacă acest fapt se produce într-un timp scurt, nedistructiv. Depășirea curenților de intrare maxim admisibili (străpungerea chiar nedistructivă a joncțiunii *EB*) va avea ca urmare apariția unor mutații ireversibile în tranzistoare care conduc la degradarea amplificării, tensiunii de offset, curentului de offset și în special a performanțelor de zgomot.

În continuare circuitul se va purta „ciudat“, chiar dacă se revine ulterior în limita specificațiilor de folosire.

Pentru anumite aplicații utilizatorul poate dori să cunoască valoarea tensiunii și a curentului de offset, precum și curenții de intrare. Ca urmare va sorta un circuit dintr-un grup pentru a îmbunătăți performanțele propriiei aplicații. Măsurătorile pot fi realizate cu ajutorul schemei din figura 4.10 pentru o jumătate de circuit, cealaltă jumătate măsurîndu-se în mod identic.

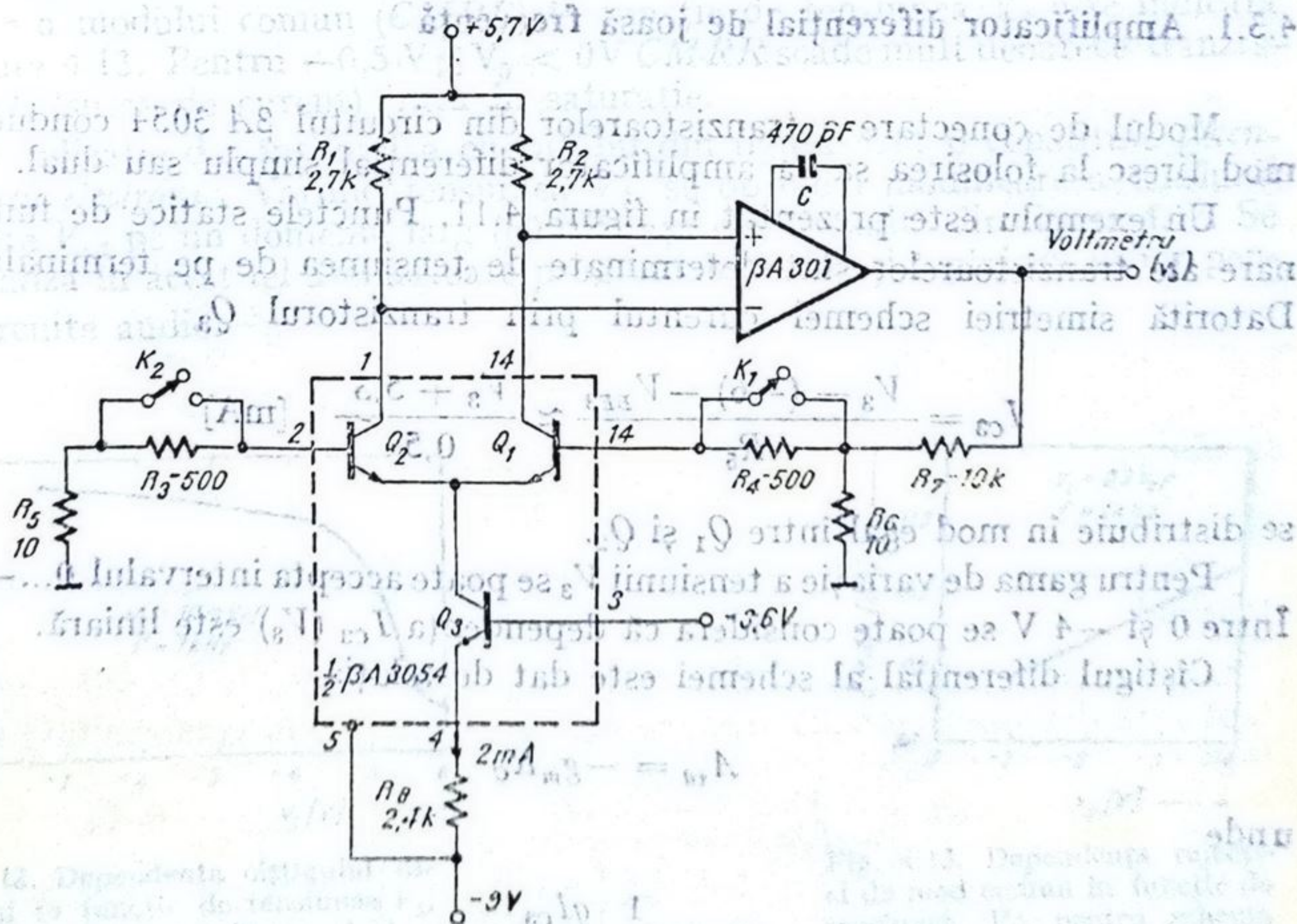


Fig. 4.10. Schema de testare recomandată pentru utilizator.

Secvențele de măsură sînt următoarele:

- Cu K_1, K_2 închise se măsoară V_o . Rezultă *tensiunea de offset*:

$$V_{os} = \frac{V_o}{1 + R_7/R_6} \approx V_o \times 10^{-3} \text{ [V]}.$$

- Cu K_1, K_2 deschise se măsoară V_o . Rezultă *curentul de offset*:

$$I_{os} = \frac{1}{R_4} \left(\frac{V_o}{1 + R_7/R_6} - V_{os} \right) = \frac{1}{500} (10^{-3} V_o - V_{os}) \text{ [A]}.$$

- Cu K_1 deschis și K_2 închis se măsoară *curentul de intrare al tranzistorului* Q_1 citindu-se tensiunea V_o :

$$I_{B1} = \frac{1}{R_3} \left(\frac{R_6}{R_7} V_o - V_{os} \right) = \frac{1}{500} (10^{-3} V_o - V_{os}) \text{ [A]}$$

4.3. Aplicații

4.3.1. Amplificator diferențial de joasă frecvență

Modul de conectare a tranzistoarelor din circuitul $\beta A 3054$ conduce în mod firesc la folosirea sa ca amplificator diferențial simplu sau dual.

Un exemplu este prezentat în figura 4.11. Punctele statice de funcționare ale tranzistoarelor sînt determinate de tensiunea de pe terminalul 3. Datorită simetriei schemei curentul prin tranzistorul Q_3

$$I_{c3} = \frac{V_3 - (-6) - V_{BE3}}{R_5} \approx \frac{V_3 + 5,3}{0,5} \text{ [mA]}$$

se distribuie în mod egal între Q_1 și Q_2 .

Pentru gama de variație a tensiunii V_3 se poate accepta intervalul $0 \dots -6V$. Între 0 și $-4V$ se poate considera că dependența $I_{c3}(V_3)$ este liniară.

Cîștigul diferențial al schemei este dat de relația

$$A_{rd} = -g_m R_c$$

unde

$$g_m = \frac{1}{2} \frac{q I_{c3}}{kT}$$

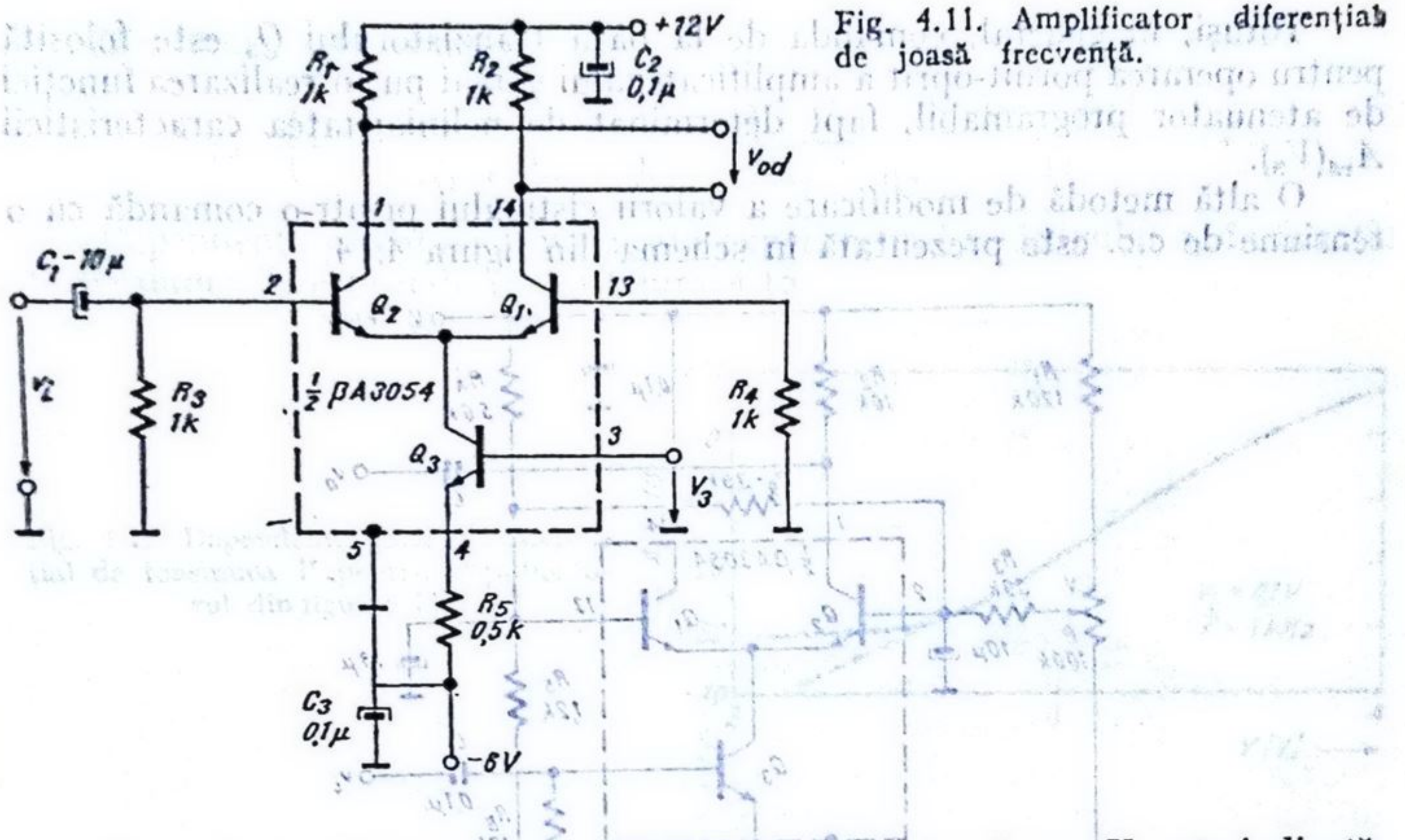
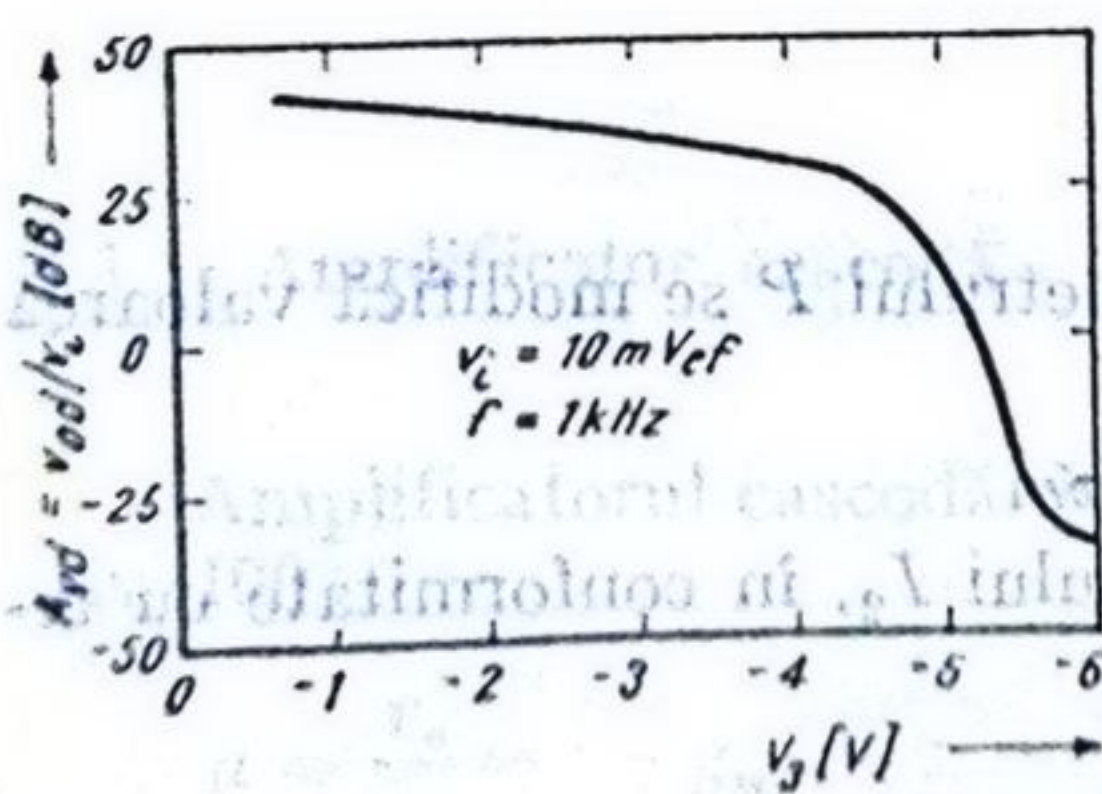
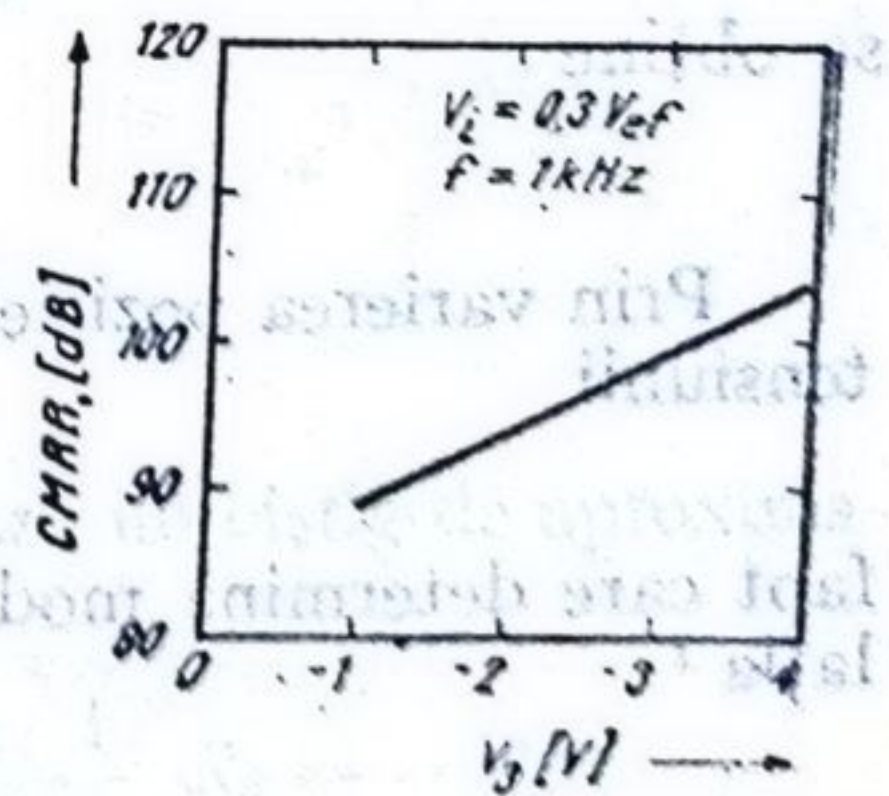


Fig. 4.11. Amplificator diferențial de joasă frecvență.

Dependența câștigului diferențial în funcție de tensiunea V_3 este indicată în figura 4.12.

Circuitul are o bună rejectie de mod comun. Dependența raportului de rejectie a modului comun ($CMRR$) în funcție de tensiunea V_3 este indicată în figura 4.13. Pentru $-0,5\text{ V} \leq V_3 < 0\text{ V}$ $CMRR$ scade mult deoarece tranzistorul Q_3 (sursa de curent) intră în saturație.

O aplicație des întâlnită a circuitului din figura 4.11 o constituie *potențiometrul electronic*. Variind tensiunea V_3 , se obține o modificare a tensiunii de ieșire V_{od} pe un domeniu larg (60 dB) așa cum rezultă din figura 4.12. Se pot realiza în acest fel atenuatoare programabile, dar și reglaje de volum pentru circuite audio.

Fig. 4.12. Dependența câștigului diferențial în funcție de tensiunea V_3 , pentru schema din figura 4.11.Fig. 4.13. Dependența rejectiei de mod comun în funcție de tensiunea V_3 , pentru schema din figura 4.11.

Totuși, în general, comanda de la baza tranzistorului Q_3 este folosită pentru operarea pornit-oprit a amplificatorului și mai puțin realizarea funcției de atenuator programabil, fapt determinat de neliniaritatea caracteristicii $A_{vd}(V_s)$.

O altă metodă de modificare a valorii câștigului printr-o comandă cu o tensiune de c.c. este prezentată în schema din figura 4.14.

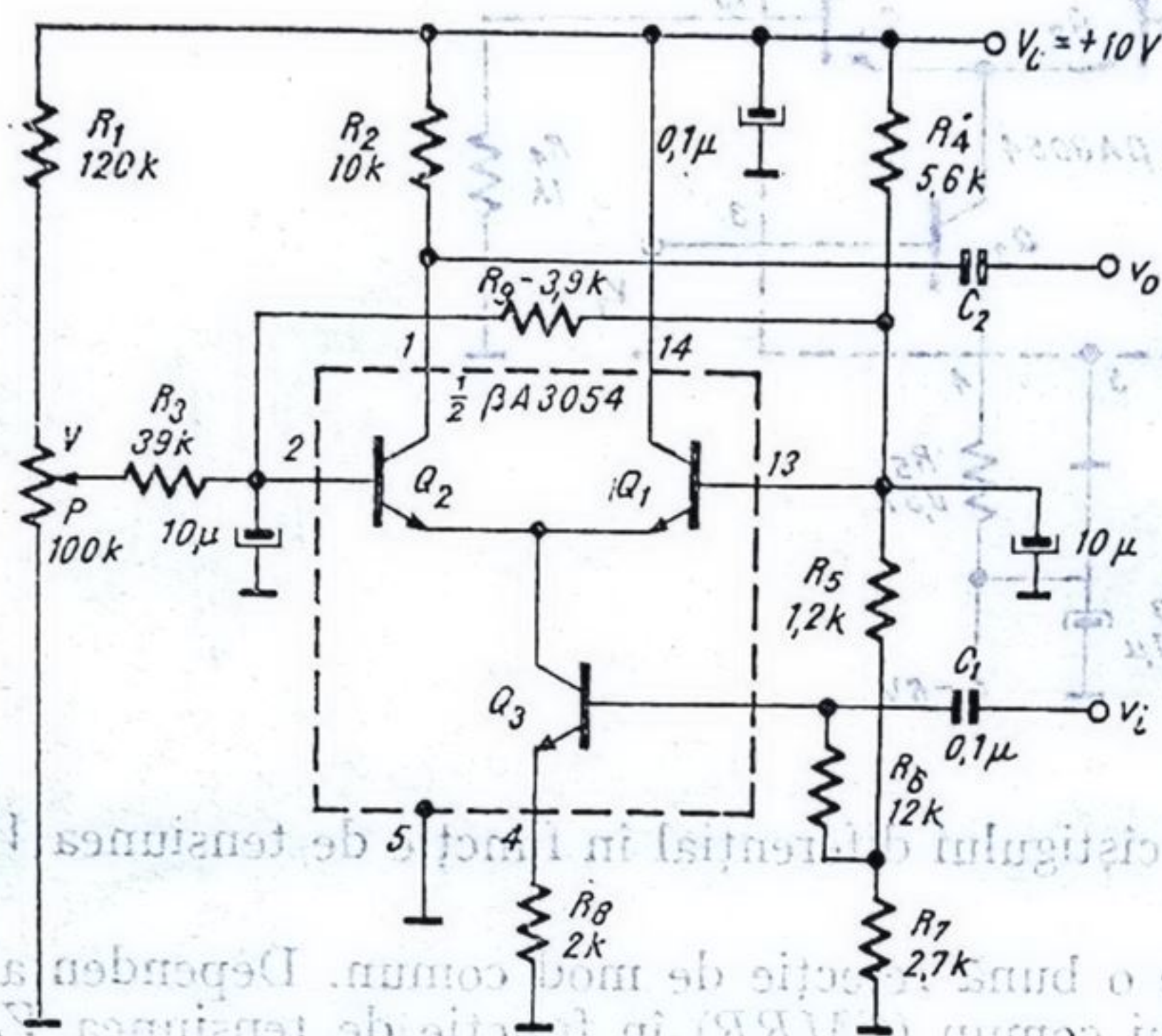


Fig. 4.14. Amplificator diferențial de joasă frecvență cu câștig reglabil.

Observînd că expresia tensiunii de la ieșire este ^{1,2} (tranzistoarele Q_1 , Q_2 se presupun perfect împerecheate)

$$v_o \simeq R_2 i_{c3} \frac{g_{m1}}{\frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{m2}}} = R_2 \frac{v_i}{R_8} \frac{I_2}{I_1 + I_2} = \frac{R_2}{R_8} \frac{I_2}{I_3} v_i$$

se obține

$$a_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_2 I_2}{R_8 I_3}$$

Prin varierea poziției cursorului potențiometrului P se modifică valoarea tensiunii

$$\Delta V_{BE} = V_{BE2} - V_{BE1}$$

fapt care determină modificarea valorii curentului I_2 , în conformitate cu relația ¹

$$I_2 \simeq \frac{I_3}{1 + \exp\left(-\frac{q\Delta V_{BE}}{kT}\right)},$$

deci și a valorii câștigului a_v .

Din figura 4.14 rezultă

$$\Delta V_{BE} \approx \left(V - \frac{R_5 + R_7}{R_4 + R_5 + R_7} V_0 \right) \frac{R_9}{R_3 + R_9} \approx \frac{V - 4,11}{11} \text{ [V]}.$$

Dependența calculată și măsurată experimental a câștigului a_v în funcție de tensiunea V este indicată în figura 4.15.

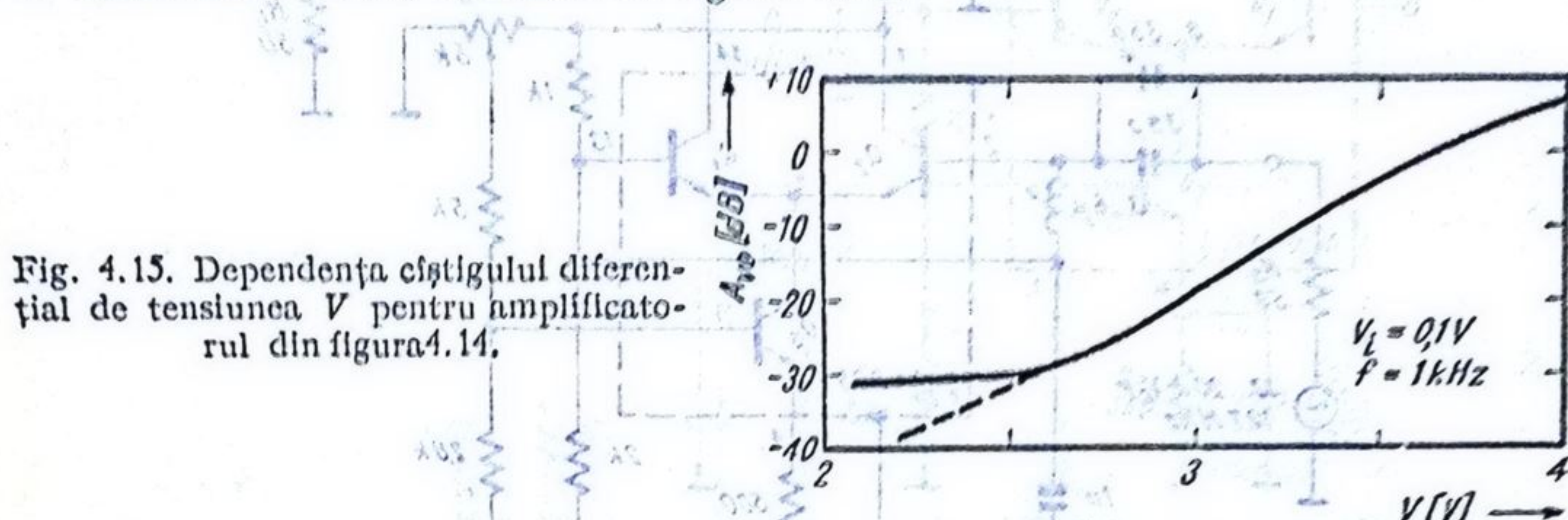


Fig. 4.15. Dependența câștigului diferențial de tensiunea V pentru amplificatorul din figura 4.14.

În figura 4.18 este prezentată schema unui amplificator cascodă proiectat pentru frecvențe de 10-100 MHz. Spre deosebire de circuitul din figura 4.17 polarizarea generatorului de curent Q_3 este separată de circuitul de intrare.

4.3.2. Amplificator diferențial de înaltă frecvență

Pentru frecvențe de peste 10 MHz se poate folosi amplificatorul din figura 4.16, în care se utilizează circuite acordate la o frecvență dată ω . Astfel de amplificatoare se folosesc în etajele de radiofrecvență (RF) sau de frecvență intermediară (FI). Circuitele din figura 4.16 au câștigul maxim în putere de 30 dB și 18 dB la frecvența de 10,7 MHz și, respectiv, 100 MHz. Reglarea amplificării se face cu ajutorul potențiometrului de 5 k Ω și are la bază modificarea curentului furnizat de sursa Q_3 așa cum s-a arătat în § 4.3.1.

O măsură de precauție care trebuie luată este de a aduna toate traseele de masă într-un singur punct, la terminalul 5 al circuitului. În măsura în care este posibil este de dorit și realizarea unei ecranări intrare/ieșire.

4.3.3. Amplificator cascodă

Amplificatorul cascodă din figura 4.17 ² realizează un câștig de aproximativ 100:

$$a = \frac{v_o}{v_i} = -g_{m3} R_5 \approx -\frac{q}{kT} \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_5} V_c \frac{1}{R_4} R_5 = -117.$$

Rățiunea folosirii tranzistorului cu baza comună rezidă în creșterea de câteva ori a benzii de lucru, față de amplificatorul clasic cu emitorul comun

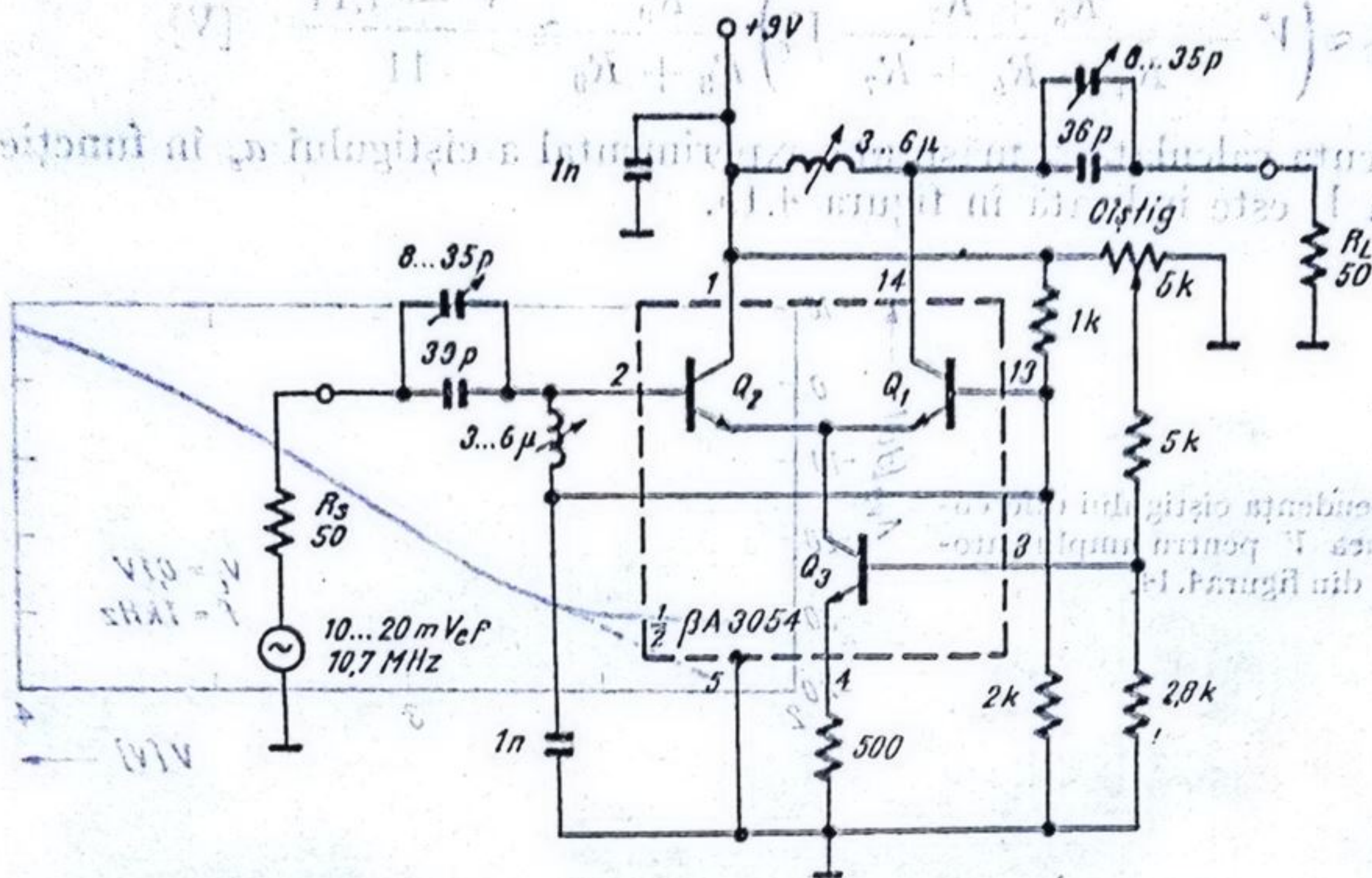
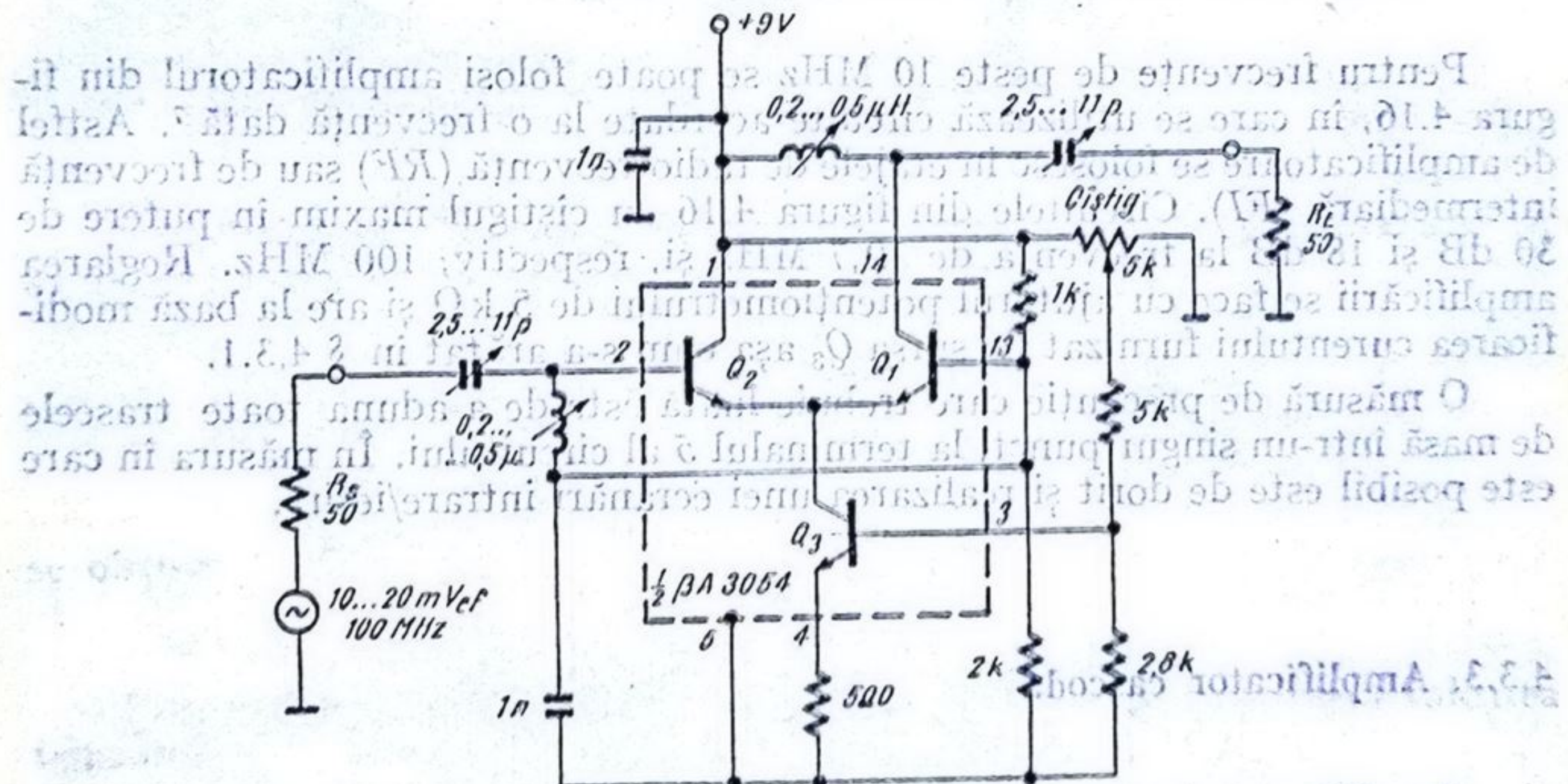
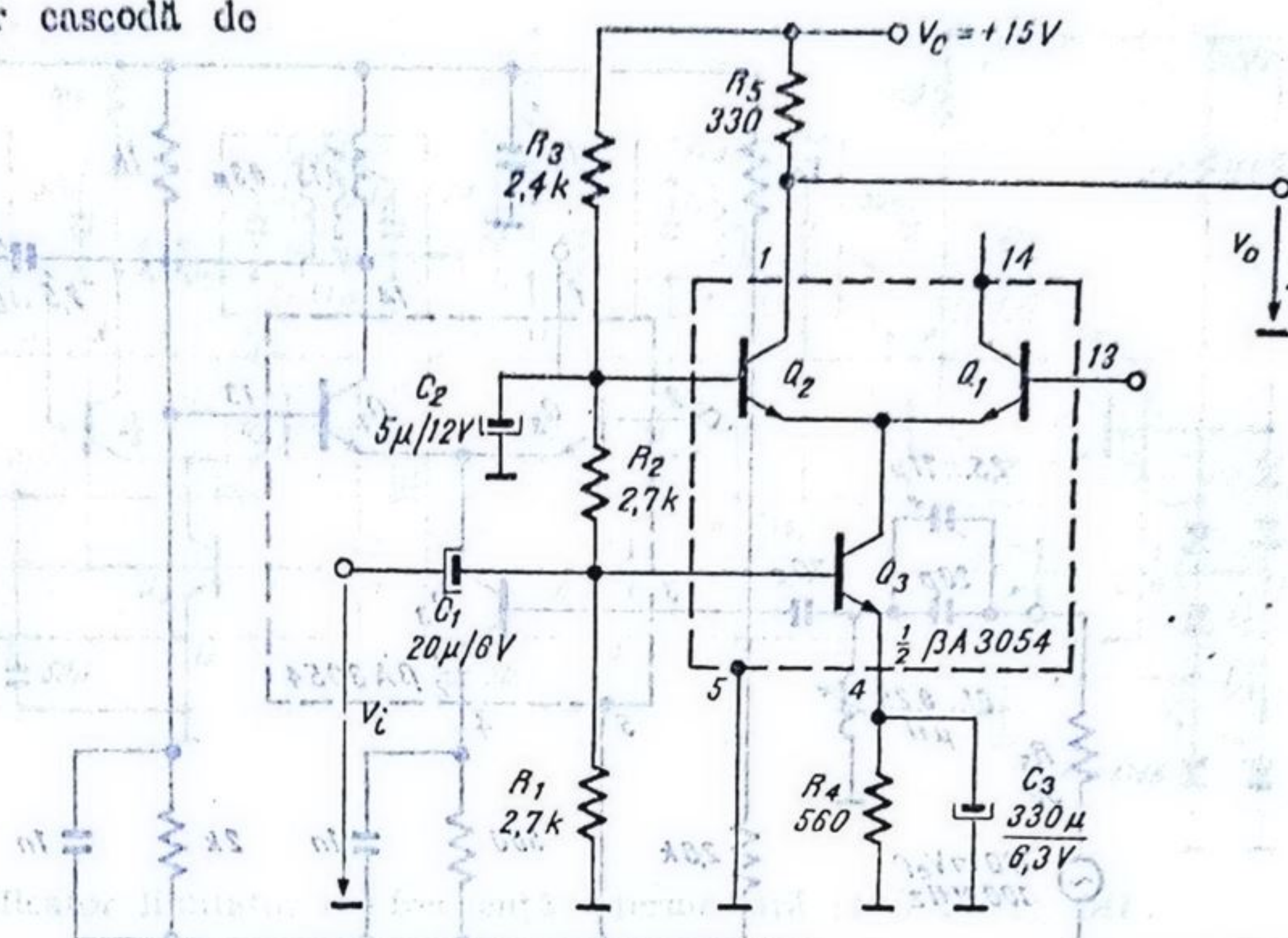


Fig. 4.15. Amplificator diferențial de înaltă frecvență.

Fig. 4.16. Amplificatoare diferențiale de înaltă frecvență:
(a) pentru 10 MHz; (b) pentru 100 MHz.

(tranzistorul Q_3 lucrează pe emitorul lui Q_2 , câștigul său în tensiune fiind unitar, deci efectul capacității colector-bază a tranzistorului Q_3 este redus la minimum). Banda amplificatorului este de ordinul a 20 ... 30 MHz.

Fig. 4.17. Amplificator cascodă de joasă frecvență.



În figura 4.18 este prezentată schema unui amplificator cascodă acordat, proiectat pentru frecvențe de 10 ... 100 MHz⁷. Spre deosebire de circuitul din figura 4.17 polarizarea generatorului de curent Q_3 este separată de circuitul de polarizare al tranzistorului Q_1 în ideea unei izolări mai eficiente a intrării de ieșire. Traseele de masă de la intrare și de la ieșire trebuie adunate într-un singur punct. Decuplările se proiectează cât mai scurt, chiar lângă terminalele circuitului. Acordul se face pentru obținerea puterii maxime [la ieșire, pe o sarcină de 50 Ω. Câștigul în putere măsurat este de 40 dB pentru un semnal de 10,7 MHz și de 20 dB pentru 100 MHz.

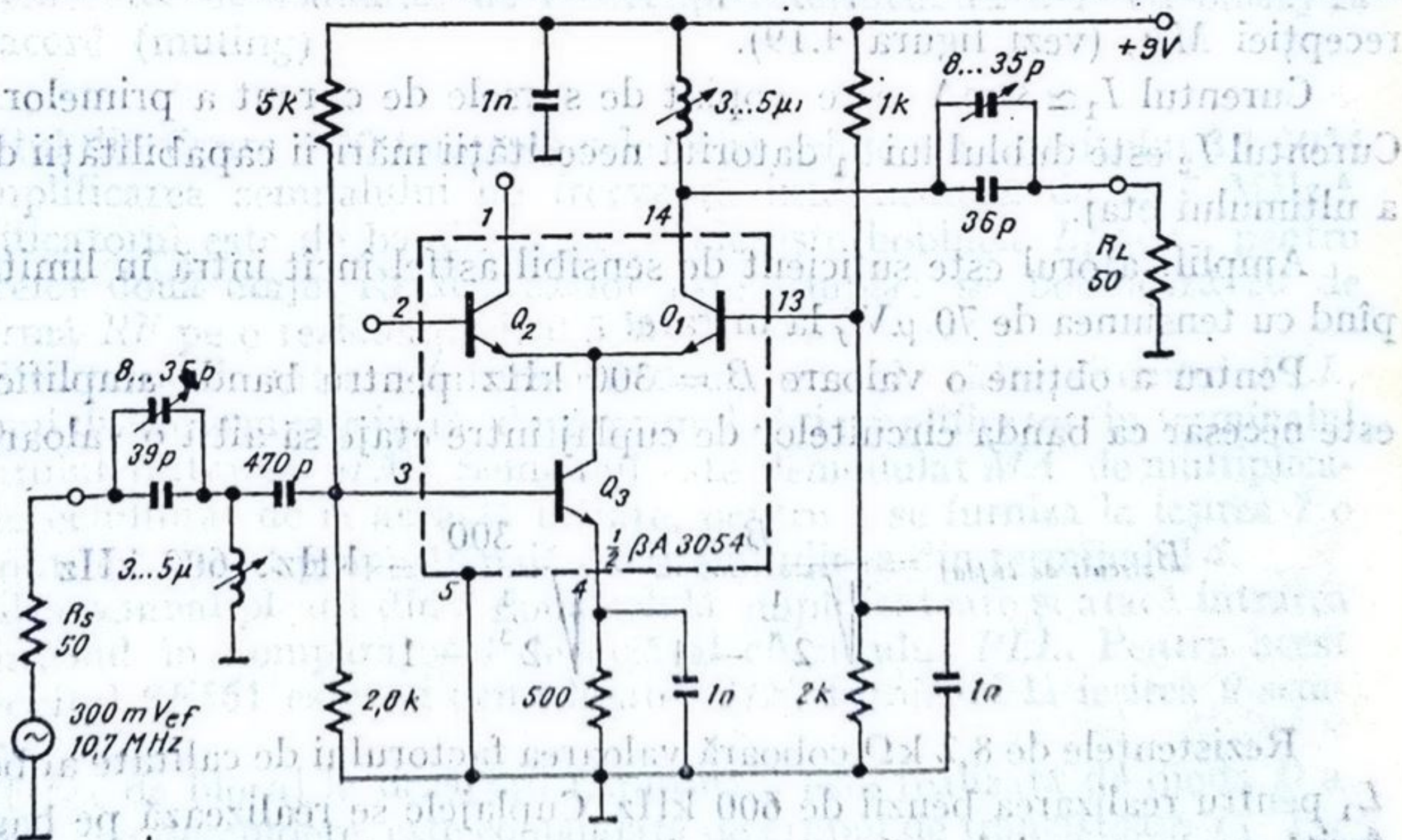


Fig. 4.18.a Amplificator cascodă 10 MHz.

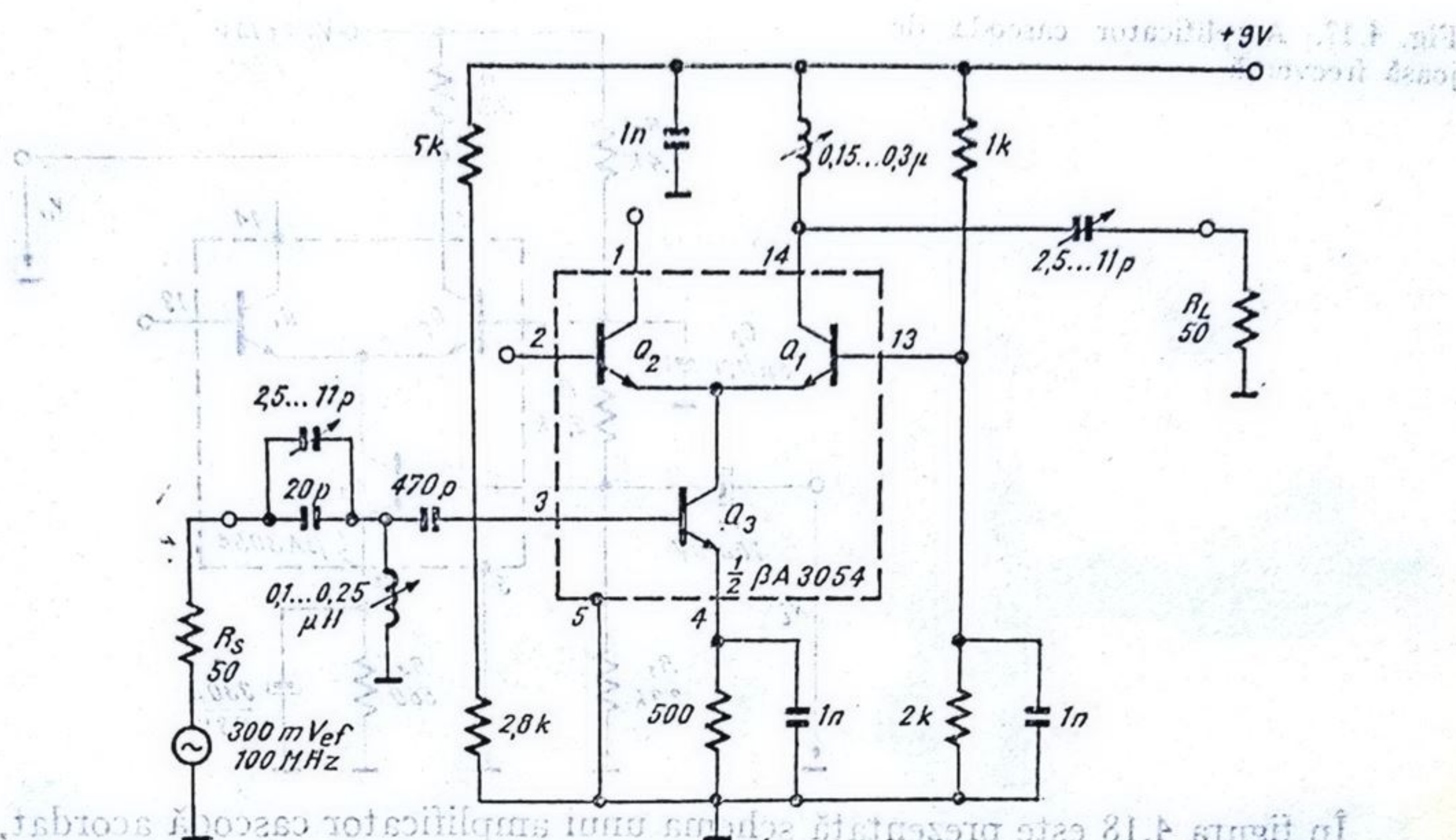


Fig. 4.18.b Amplificator cascodă acordat (100 MKz)

4.3.4. Amplificator limitator de frecvență intermediară (10,7 MHz), MF

Folosind amplificatorul diferențial descris în § 4.3.2 se poate realiza un amplificator limitator de frecvență intermediară (FI) de 10,7 MHz, necesar recepției MF, (vezi figura 4.19).

Curentul $I_1 \approx 3$ mA este copiat de sursele de curent a primelor 3 etaje. Curentul I_2 este dublul lui I_1 datorită necesității măririi capacității de curent a ultimului etaj.

Amplificatorul este suficient de sensibil astfel încât intră în limitări începând cu tensiunea de $70 \mu V_{ef}$ la intrare.

Pentru a obține o valoare $B = 300$ kHz pentru banda amplificatorului este necesar ca banda circuitelor de cuplaj între etaje să aibă o valoare ²

$$B_{\text{circuit de cuplaj}} = \frac{B}{\sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1}} = \frac{300}{\sqrt{2^{\frac{1}{3}} - 1}} \text{ kHz} \approx 600 \text{ kHz}$$

Rezistențele de $8,2 \text{ k}\Omega$ coboară valoarea factorului de calitate al bobinelor L_1 pentru realizarea benzii de 600 kHz. Cuplajele se realizează pe baghete de ferită cu diametrul de $4,7 \dots 5 \text{ mm}$, baghete pe care se bobinează câte 20 spire de sîrmă RF pentru inductanțele L_1 și L_2 și care se cuplează critic. Capacită-

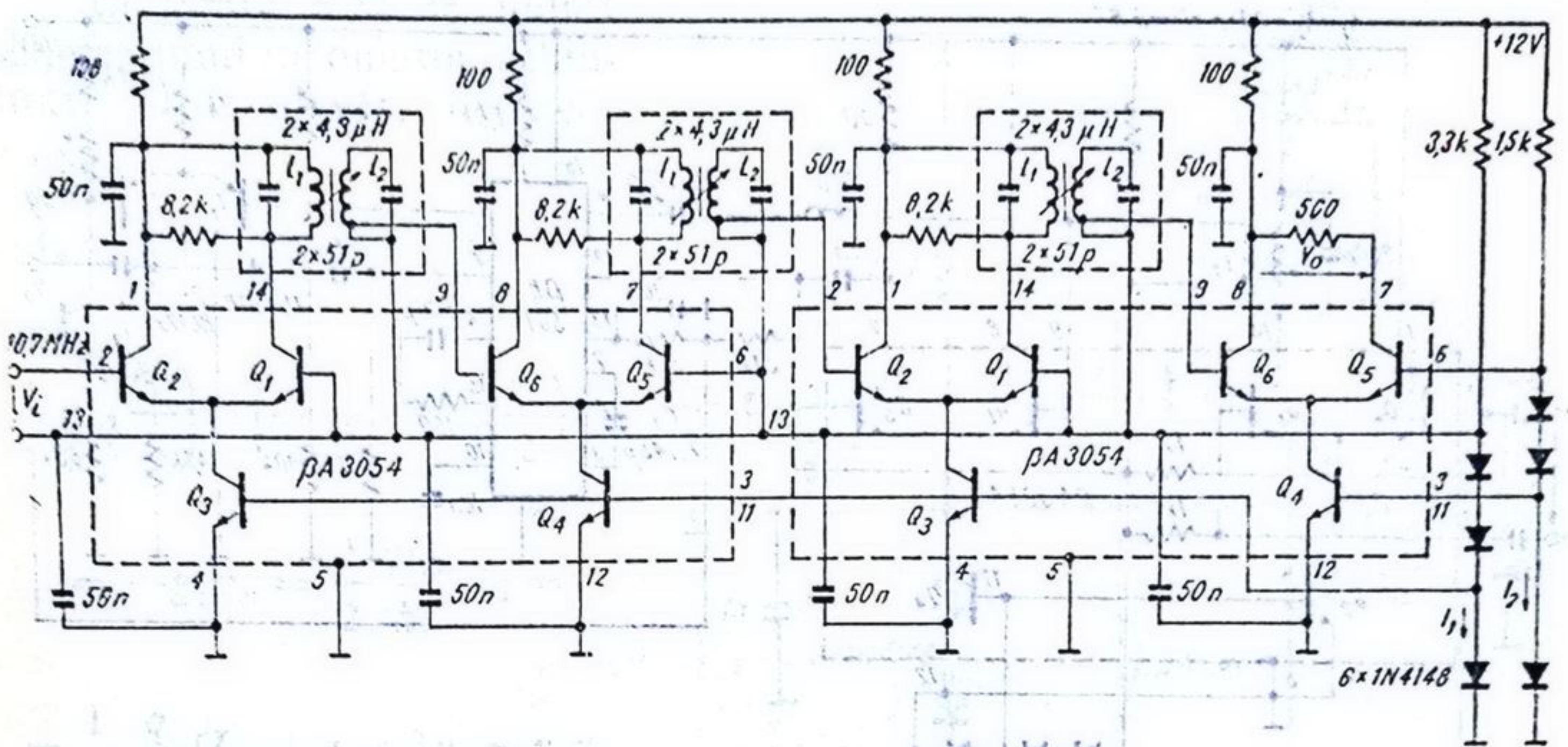


Fig. 4.19. Amplificator limitator de frecvență intermediară (10,7 MHz), MF.

țile de 50 pF sînt capacități totale (bobină + condensator) și se determină experimental prin măsurare cu un Q-metru.

La frecvența de 10,7 MHz amplificatorul nu ridică probleme de realizare dacă se are în vedere izolarea intrării de ieșire. Pentru o stabilitate bună s-a prevăzut o filtrare suplimentară pe alimentare pentru fiecare celulă amplificatoare, cu un grup RC de 100 Ω și 50 nF.

4.3.5. Amplificator demodulator de frecvență intermediară MF cu blocaj la dezacord (muting)

Circuitul din figura 4.20 folosește cele două celule ale circuitului βA 3054 pentru amplificarea semnalului de frecvență intermediară de 10,7 MHz⁵.

Amplificatorul este de bandă largă și folosește bobinele L_1 și L_2 pentru cuplarea celor două etaje. Realizarea lor este simplă: se bobinează 20 de spire de sîrmă RF pe o rezistență de 0,5 W.

Amplificatorul de intrare furnizează două semnale către circuitul PLL, βE 561. Unul dintre semnale intră, după primul etaj amplificator, în terminalul 4 al circuitului (intrarea MA). Semnalul este demodulat MA, de multiplicator dublu echilibrat de la această intrare, pentru a se furniza la ieșirea 1 o tensiune continuă direct proporțională cu amplitudinea din terminalul 4.

Al doilea semnal pleacă din a doua celulă amplificatoare și atacă intrarea 12, MF, intrînd în comparatorul de fază al circuitului PLL. Pentru acest semnal circuitul βE 561 este un demodulator MF, furnizînd la ieșirea 9 semnalul audio util.

Facilitatea de blocaj la dezacord („muting”) este realizată de dioda D a cărei blocare, sau deschidere, este comandată de grupul de tranzistoare T_1 , T_2 . Într-adevăr dacă nu există semnal MF la intrare, tranzistorul T_1 este blocat în timp ce T_2 conduce și ridică potențialul colectorului diodei, blocînd-o.

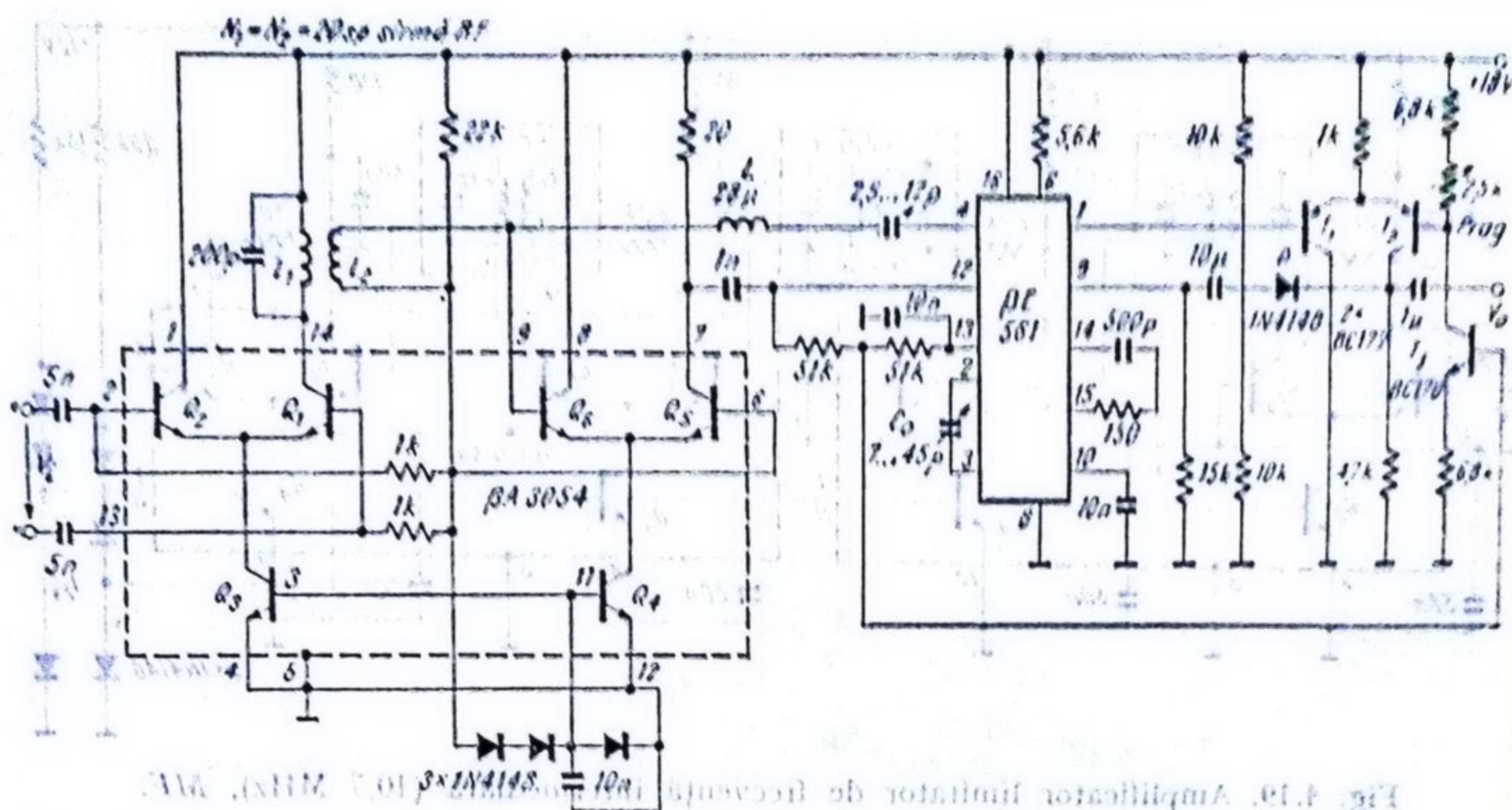


Fig. 4.20. Amplificator demodulator de frecvență intermediară (10,7 MHz), MF, cu blocaj la dezacord.

În prezența semnalului la intrare T_2 se blochează și dioda se deschide, cuplând semnalul audio la ieșire. Tensiunea de prag a blocării la dezacord este reglată cu potențiometrul de 2,5 k Ω și depinde de curentul furnizat de tranzistorul T_3 . Polarizarea acestui tranzistor este realizată cu ajutorul polarizării interne a circuitului $\beta E561$, prin intrările 12 și 13 pentru menținerea unui cuplaj termic între circuitul PLL și pragul de blocare la dezacord.

Pentru demodularea MA circuitul $\beta E561$ are nevoie de un circuit de defazare cu 90° la intrarea 4. Aceasta se realizează cu un circuit LC care se acordă pentru amplitudine maximă a semnalului de la terminalul 1.

4.3.6. Modulatoare MA

În figura 4.21 se prezintă o schemă de modulator MA⁵. Funcționarea schemei este descrisă de relațiile:

$$i_{c1} = \frac{1}{2} i_{c3} - g_{m1} \frac{v_m}{2} = \frac{1}{2} i_{c3} - \frac{q I_{c3}}{2kT} \frac{v_m}{2} = \frac{1}{2} I_{c3} \left(1 + \frac{q v_p}{kT} \right) \left(1 - \frac{q v_m}{kT} \right)$$

Amplitudinea purtătoarei (V_p) și a semnalului modulator (V_m) trebuie să satisfacă condiția de semnal mic

$$V_m, V_p \ll \frac{kT}{q}$$

valorile curente fiind de ordinul a 10 mV.

În figura 4.22 se indică schema unui modulator echilibrat⁵. Într-adevăr, deoarece

$$\begin{aligned} v_o &\sim i_{c1} - i_{c2} = \left(\frac{1}{2} i_{c3} - \right. \\ &\left. - g_{m1} \frac{v_m}{2} \right) - \left(\frac{1}{2} i_{c3} + g_{m2} \frac{v_m}{2} \right) = \\ &= -g_m v_m = \frac{1}{2} \frac{q i_{c3}}{kT} v_m = \\ &= \frac{1}{2} \frac{q}{kT} [I_{c3} + g_{m3} v_p] v_m \sim v_m v_p, \end{aligned}$$

unde s-a ținut cont că $g_{m1} = g_{m2} = g_m$, rezultă că purtătoarea este eliminată.

Cu acest circuit se poate obține o rejecție a purtătoarei de 30...40 dB. Din potențiometrul P (vezi figura 4.22) se reglează maximum rejecției (se stabilește $v_m \equiv 0$ și se caută minimum semnalului v_o).

Și în acest caz se impune condiția $V_m, V_p \ll kT/q$.

Circuitul a cărui schemă este reprezentată în figura 4.23, numit modulator dublu echilibrat, reușește să elimine din spectrul tensiunii de la ieșire atât componenta ω_p cât și componenta ω_m fără a face apel — așa cum se întâmpla în schemele descrise anterior — la circuite acordate,

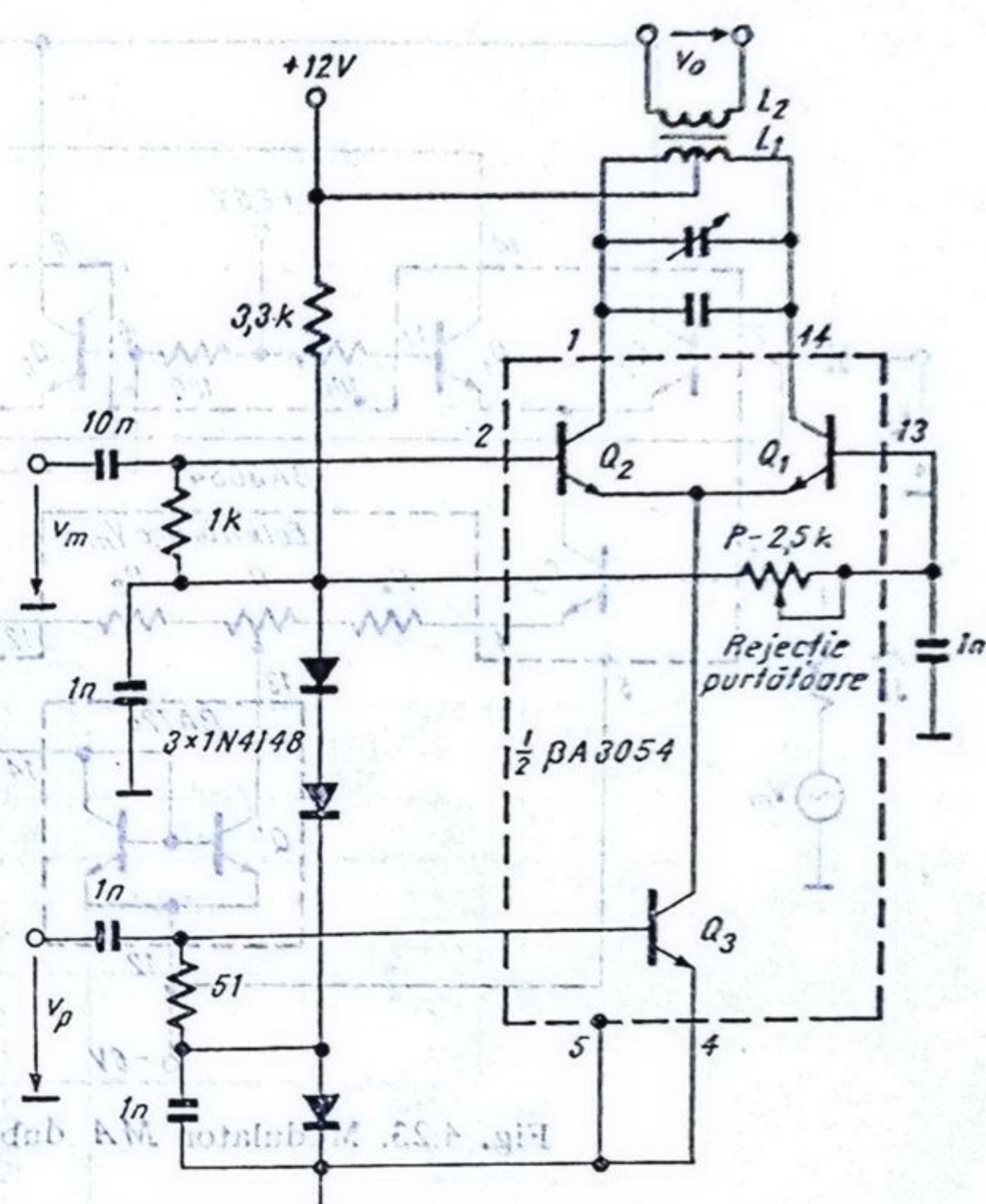


Fig. 4.21. Modulator MA.

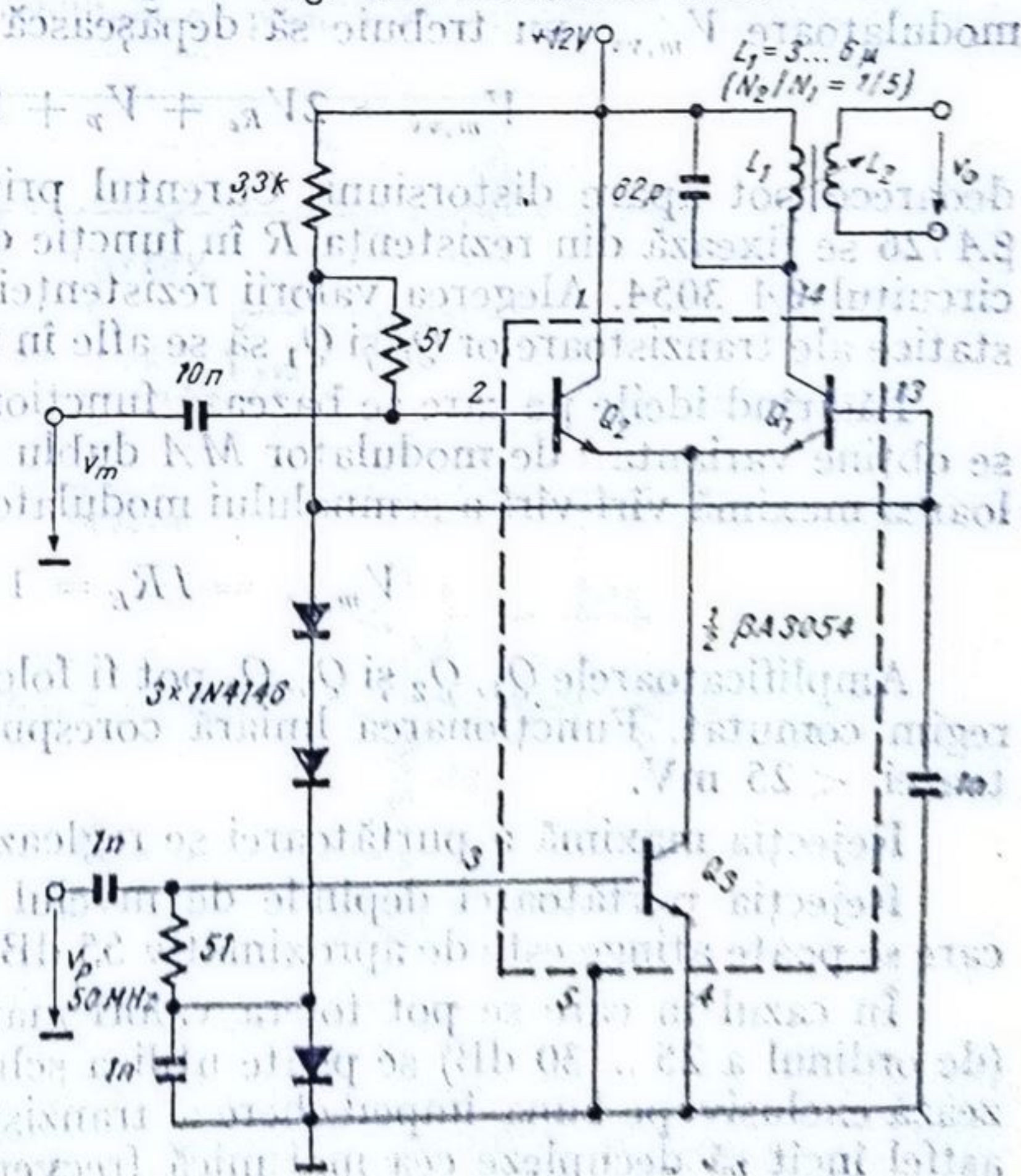


Fig. 4.22. Modulator MA echilibrat.

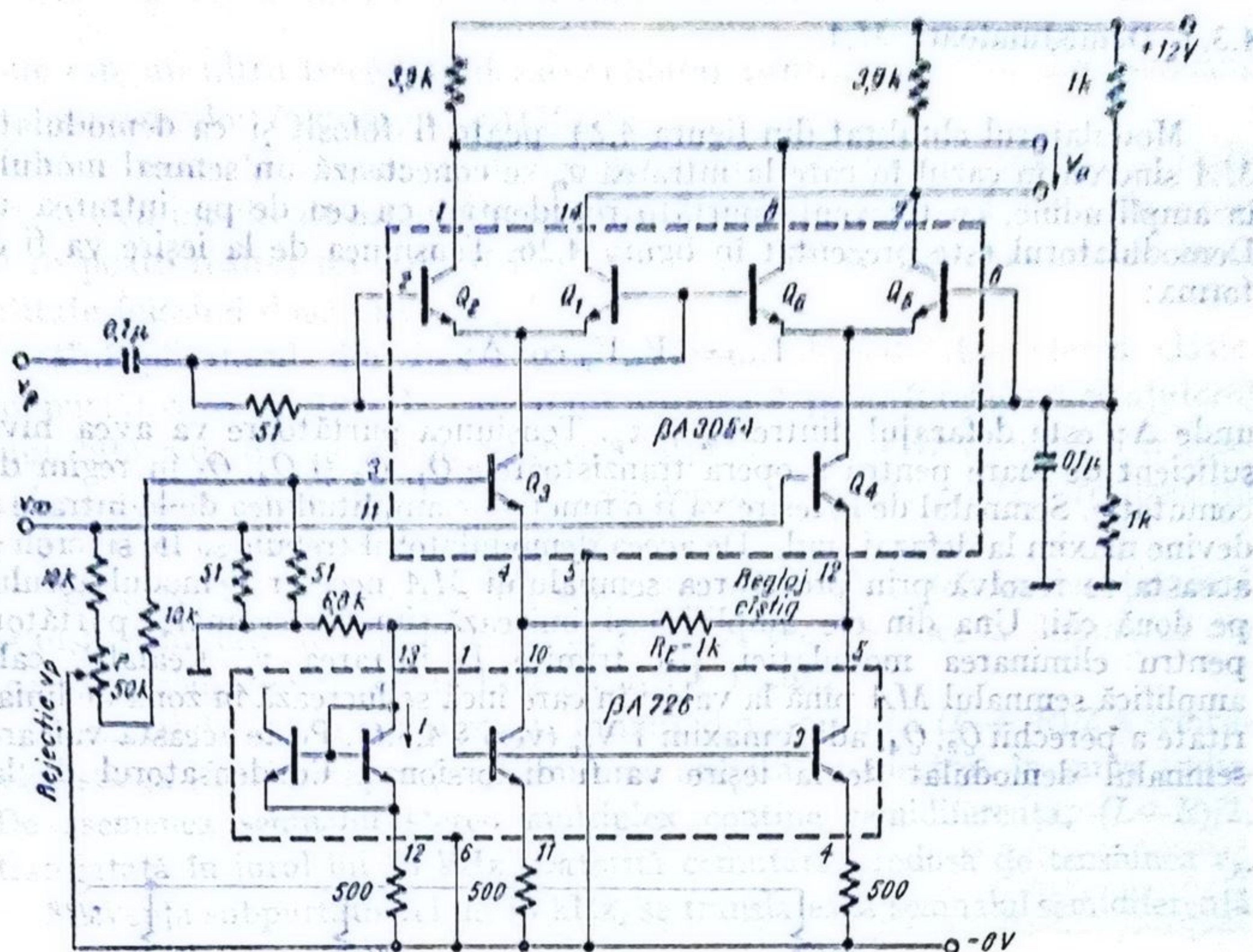


Fig. 4.24. Modulator M4 dublu echilibrat cu posibilitate de reglaj al cistigului.

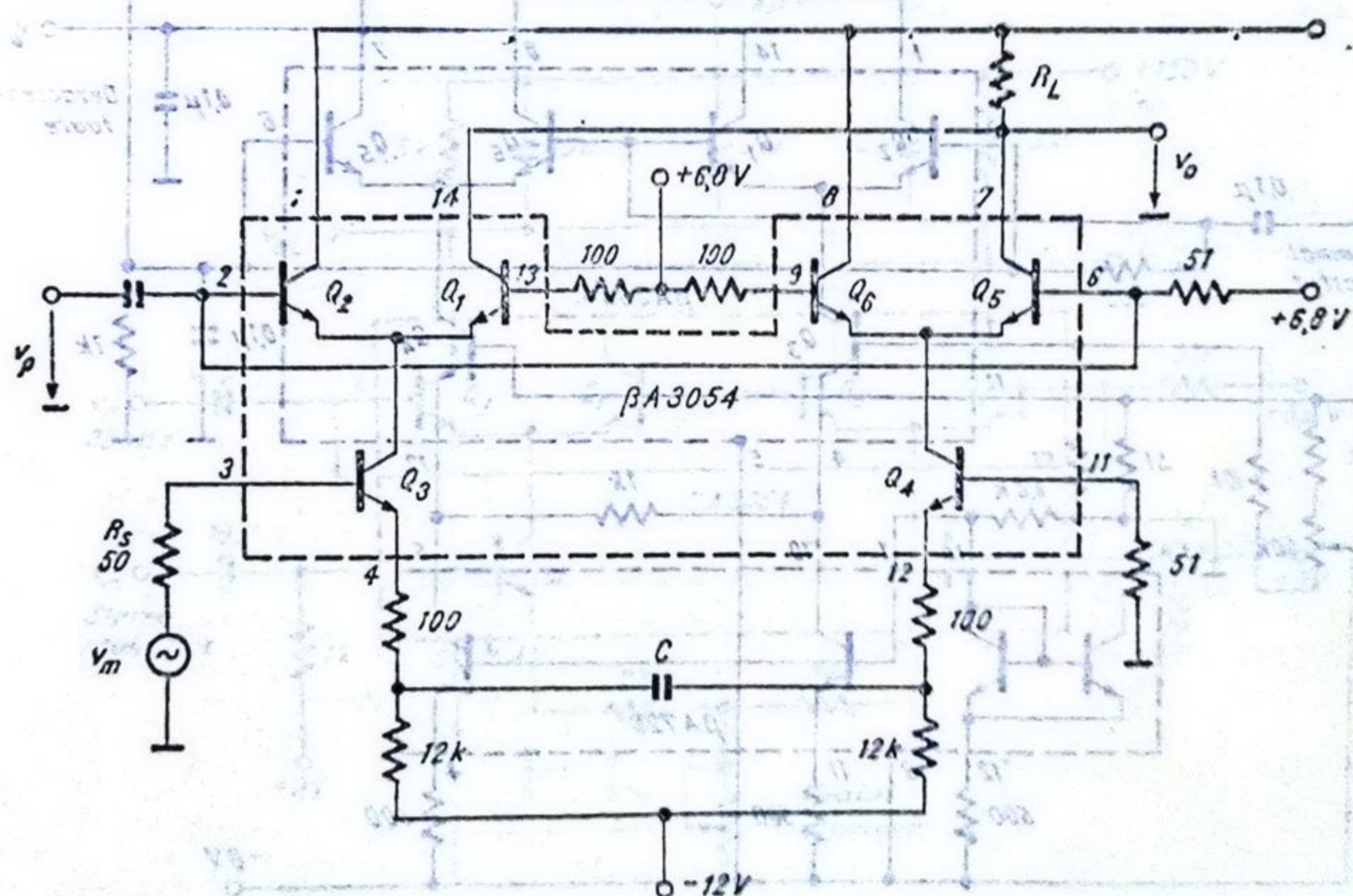


Fig. 4.25. Modulator MA echilibrat cu rejecția purtătoarei de 25...30 dB.

4.3.7. Demodulatoare MA

Modulatorul echilibrat din figura 4.24 poate fi folosit și ca demodulator MA sincron în cazul în care la intrarea v_m se conectează un semnal modulat în amplitudine, cu frecvența purtătoare identică cu cea de pe intrarea v_p . Demodulatorul este prezentat în figura 4.26. Tensiunea de la ieșire va fi de forma:

$$V_o = kV_m V_p \cos \Delta\varphi$$

unde $\Delta\varphi$ este defazajul dintre v_m și v_p . Tensiunea purtătoare va avea nivel suficient de mare pentru a opera tranzistoarele Q_1 , Q_2 și Q_4 , Q_5 în regim de comutație. Semnalul de la ieșire va fi o funcție de amplitudinea de la intrare și devine maxim la defazaj nul. De aceea demodulatorul trebuie să fie sincron și aceasta se rezolvă prin procesarea semnalului MA necesar demodulatorului pe două căi. Una din ele amplifică și limitează simetric semnalul purtător, pentru eliminarea modulației, și-l trimite la intrarea v_p . Cealaltă cale amplifică semnalul MA până la valori în care încă se lucrează în zona de linia-ritate a perechii Q_3 , Q_4 , adică maxim $1 V_{rv}$ (vezi § 4.3.6). Peste această valoare semnalul demodulat de la ieșire va fi distorsionat. Condensatorul de la

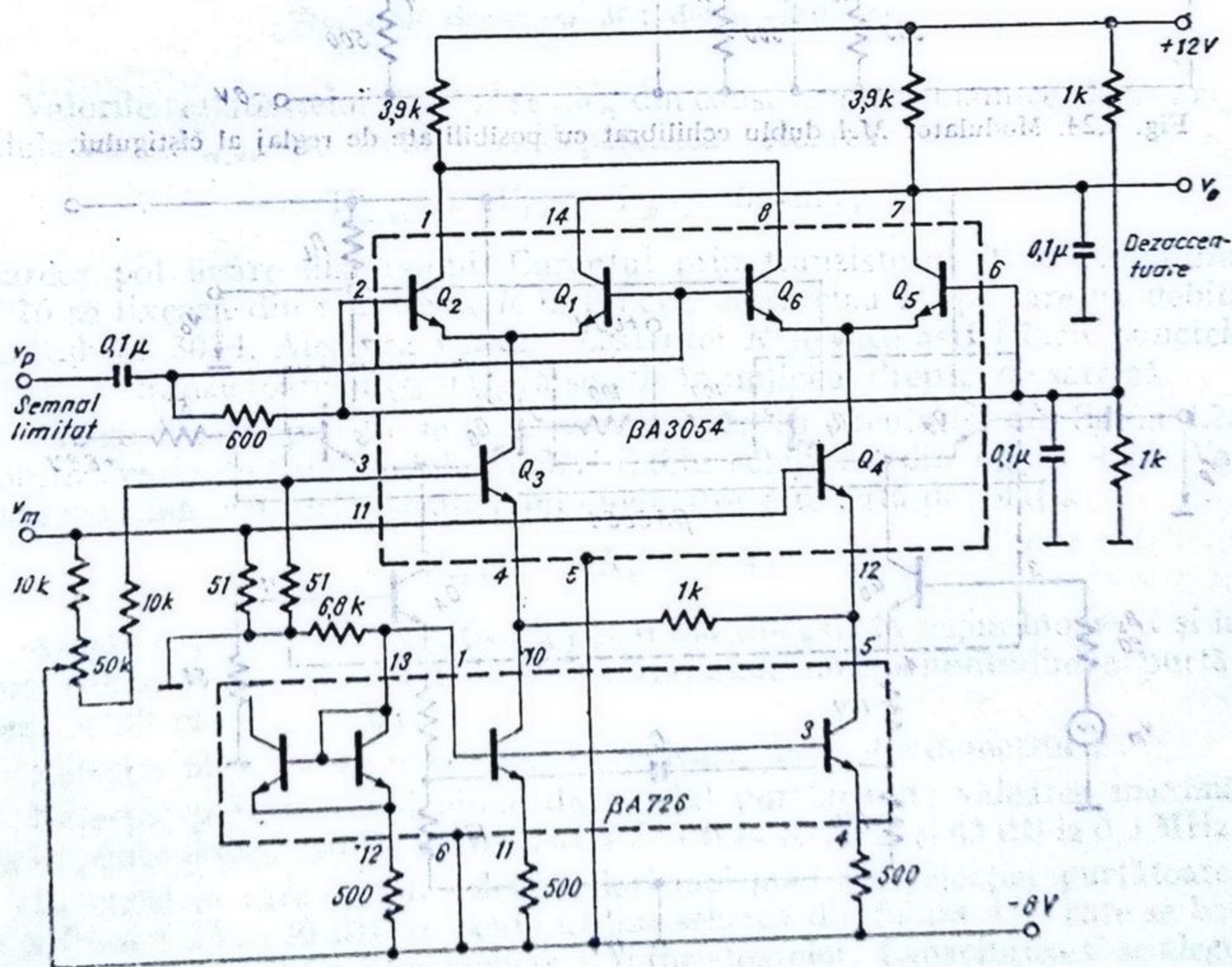


Fig. 4.26. Demodulator MA sincron,

ieșire este un filtru trece jos (dezaccentuare) pentru scoaterea din semnalul v_o a armonicelor frecvenței purtătoare.

Cele două căi de atac ale demodulatorului, descrise mai sus, pot fi realizate tot cu un circuit $\beta A 3054$ în modalitatea prezentată în § 4.3.5. În acest fel se poate realiza un lanț MA , amplificator RF și demodulator, de bună calitate folosind două circuite $\beta A 3054$.

Multiplicatorul din figura 4.27 este un demodulator stereo clasic. Subpurtătoarea de 38 kHz, care atacă intrarea 2, poate fi refăcută cu ajutorul unui dublor de frecvență din componenta pilot de 19 kHz transmisă în spectrul semnalului stereo multiplex. Un dublor de frecvență poate fi realizat tot cu $\beta A 3054$, așa cum se descrie în § 4.3.9.

Deoarece $V_P \gg kT/q \simeq 26$ mV tranzistoarele Q_1, Q_2 și Q_5, Q_6 funcționează ca niște comutatoare care lucrează în antifază, ceea ce duce la eliminarea din spectru a componentei de 38 kHz (vezi și § 4.3.6).

Semnalul stereo multiplex este format din semisuma $(L + R)/2$ a semnalelor stînga (L) și dreapta (R), semisumă așezată cu spectrul în gama audio. De asemenea semnalul stereo multiplex conține semidiferența, $(L - R)/2$, translatată în jurul lui 38 kHz. Datorită comutării produsă de tensiunea v_2 , cu frecvența subpurtătoarei de 38 kHz, se translatează semnalul semidiferență

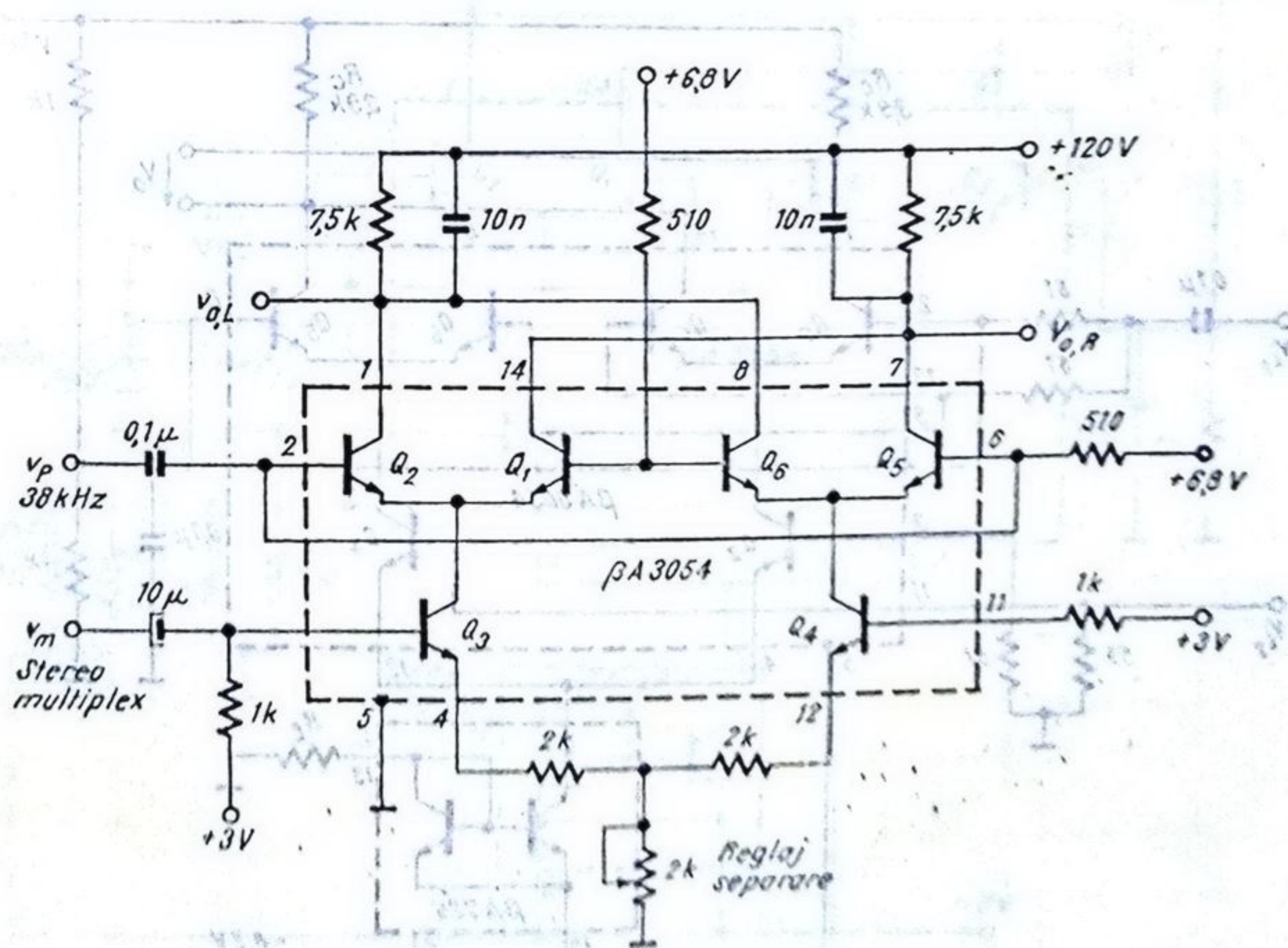


Fig. 4.27. Demodulator stereo.

în gama audio. Concomitent, generatoarele de curent Q_3 și Q_4 sînt modulate de semnalul v_m astfel încît pe rezistențele de $7,5 \text{ k}\Omega$ apar semnale de ieșire de forma

$$v_{o,L} = 2K \left(\frac{L+R}{2} + \frac{L-R}{2} \right) = KL,$$

$$v_{o,R} = 2K \left(\frac{L+R}{2} - \frac{L-R}{2} \right) = KR,$$

producîndu-se în acest fel separarea canalelor.

Cu ajutorul potențiometrului de $2 \text{ k}\Omega$ se reglează separarea canalelor astfel încît fiecare ieșire să nu conțină componente din canalul pereche. Deși separarea între canale depinde de mulți factori (împerecherea componentelor exterioare, stabilitatea oscilatorului de 19 kHz și, implicit, a frecvenței de 38 kHz etc.) se poate ajunge la valori de $35 \dots 40 \text{ dB}$.

4.3.8. Detector sensibil la fază¹

Schema acestui detector este indicată în figura 4.28. Sînt posibile două regimuri de funcționare.

● Tensiunea $v_{i2} = V \sin(\omega t + \varphi)$ are o amplitudine $V \ll kT/q$ iar tensiunea v_{i1} este un semnal dreptunghiular suficient de mare astfel încît tranzistoarele Q_2 , Q_6 și Q_1 , Q_5 să lucreze blocat-saturat. Această tensiune dreptunghiulară constituie referința de fază.

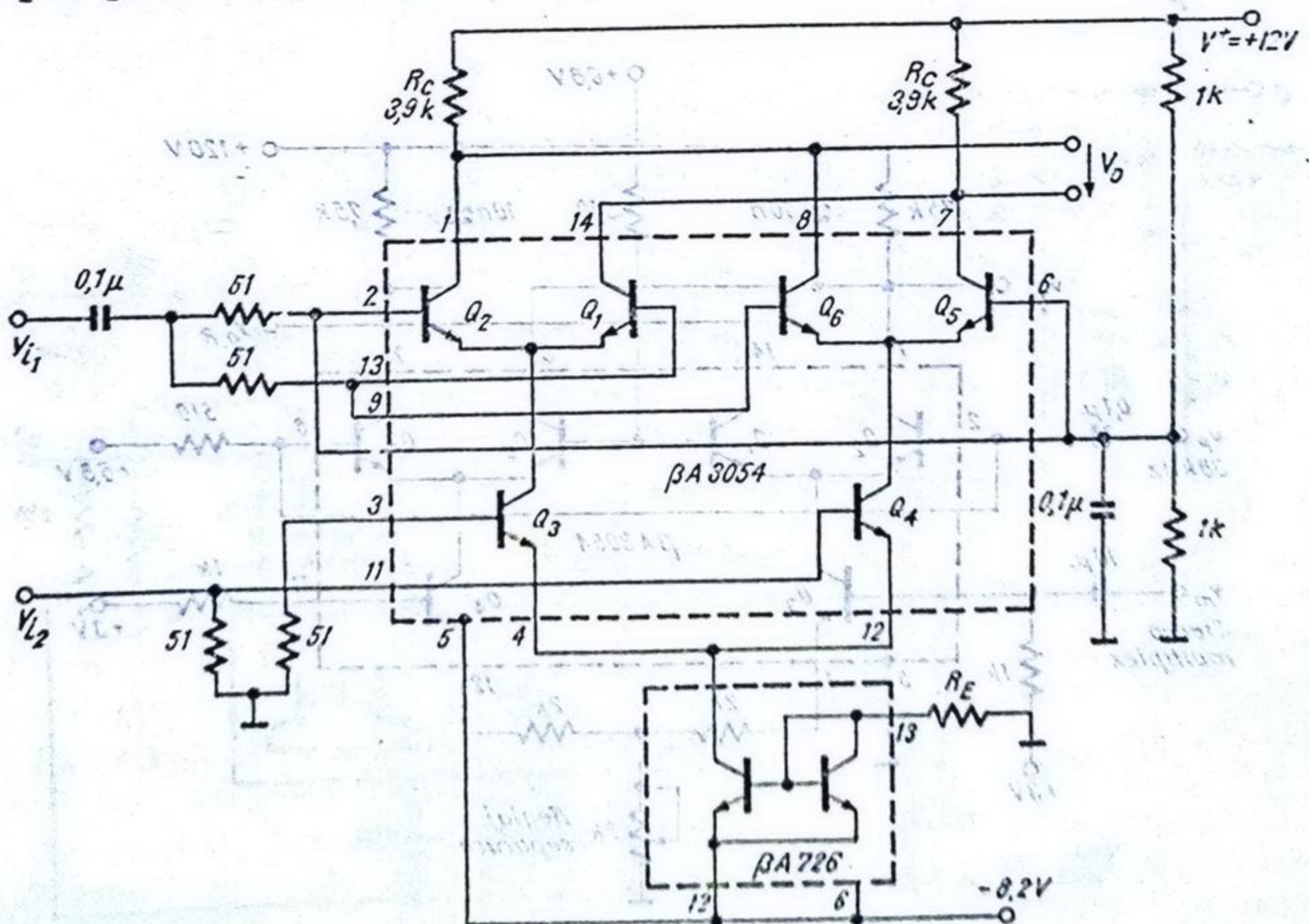


Fig. 4.28. Detector sensibil la fază.

Valoarea medie a tensiunii de ieșire este

$$\bar{v}_o = \frac{q}{kT} \frac{|V^-| - V_{BE}}{R_E} R_C V \cos \varphi;$$

● Dacă atât v_{i1} cât și v_{i2} sînt dreptunghiulare comandînd tranzistoarele $Q_1 \dots Q_6$ blocat — saturat, referința de fază fiind în continuare tot tensiunea v_{i2} se arată că

$$\bar{v}_o = (|V^-| - V_{BE}) \frac{R_C}{R_E} \left(\frac{2}{\pi} - 1 \right).$$

4.3.9. Dublor de frecvență

Schema din figura 4.29 reprezintă în esență un multiplicator analogic ale cărui intrări sînt conectate la un loc. La ieșire se obține un semnal proporțional cu

$$v_i^2 \sim V_i^2 \sin^2 \omega t = V_i^2 \frac{1}{2} (1 - \cos 2\omega t)$$

componenta cu pulsația 2ω fiind semnalul util.

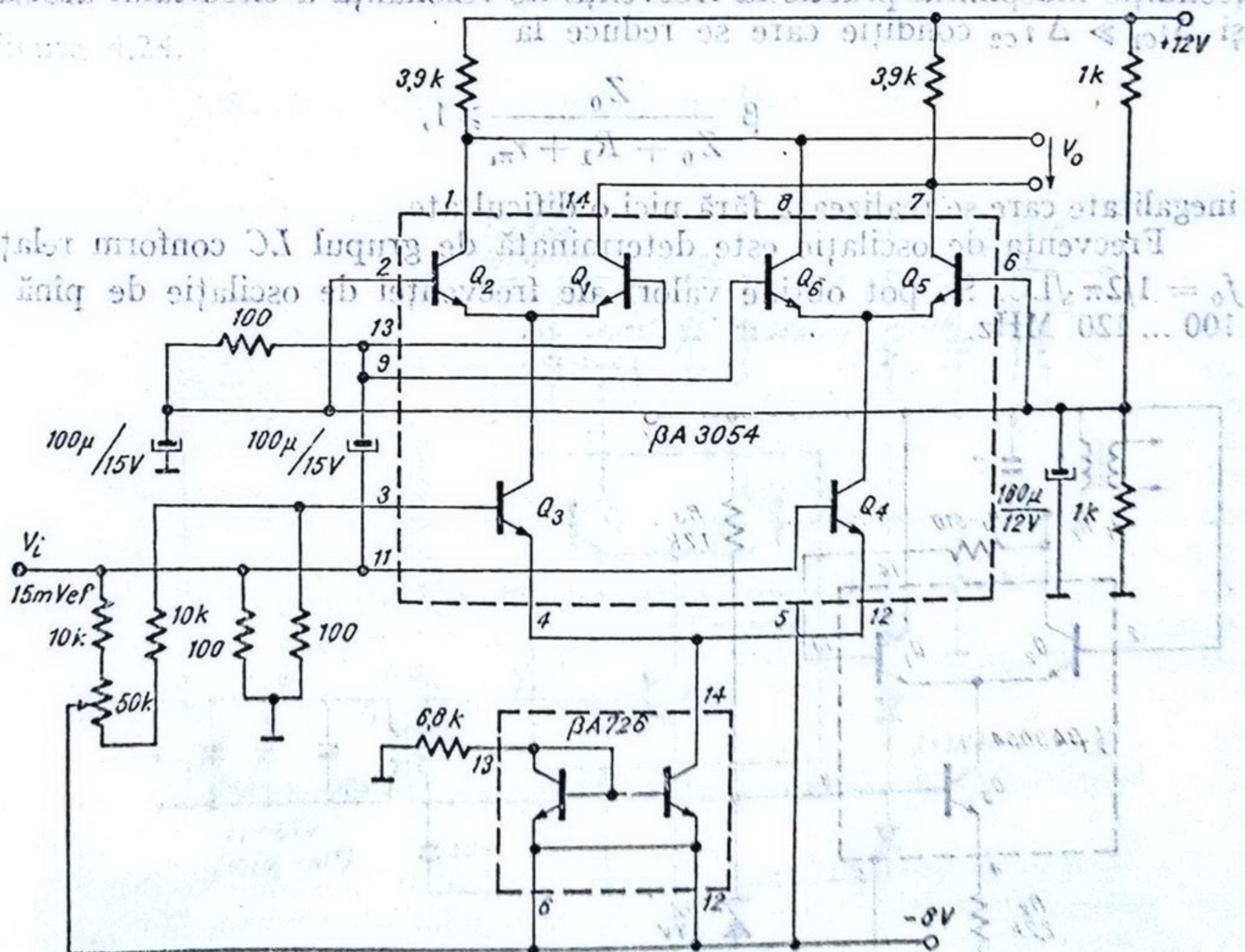


Fig. 4.29. Dublor de frecvență.

4.3.10. Oscilator ³

Schema oscilatorului este prezentată în figura 4.30.

Modul în care se închide bucla de reacție este următorul: dacă v_{BE2} crește, i_{C2} crește, v_{CE2} scade, v_{BE1} scade și i_{C1} scade. Deoarece $i_{C1} + i_{C2} = I_{C3} = \text{const.}$ rezultă că scăderea curentului i_{C1} antrenează o creștere a curentului I_{C2} deci o reacție pozitivă.

O expresie simplificată pentru condiția de oscilație se deduce astfel (se presupune că etajul Q_1, Q_2 este echilibrat și că circuitul acordat este la rezonanță având impedanța $Z = Z_0$).

Fie Δi_{C2} o variație a curentului i_{C2} . În mod corespunzător variația curentului de bază și de colector al tranzistorului Q_1 rezultă:

$$\Delta i_{B1} = \frac{Z_0}{Z_0 + R_1 + r_{\pi 1}} \Delta i_{C2}$$

iar

$$\Delta i_{C1} = \beta \Delta i_{B1}$$

Pentru amorsarea oscilațiilor este necesar ca Δi_{C1} să fie în fază cu Δi_{C2} (condiție îndeplinită practic la frecvența de rezonanță a circuitului acordat) și $\Delta i_{C1} \gg \Delta i_{C2}$ condiție care se reduce la

$$\beta \frac{Z_0}{Z_0 + R_1 + r_{\pi 1}} \gg 1,$$

inegalitate care se realizează fără nici o dificultate.

Frecvența de oscilație este determinată de grupul LC conform relației $f_0 = 1/2\pi \sqrt{LC}$. Se pot obține valori ale frecvenței de oscilație de pînă la 100 ... 120 MHz.

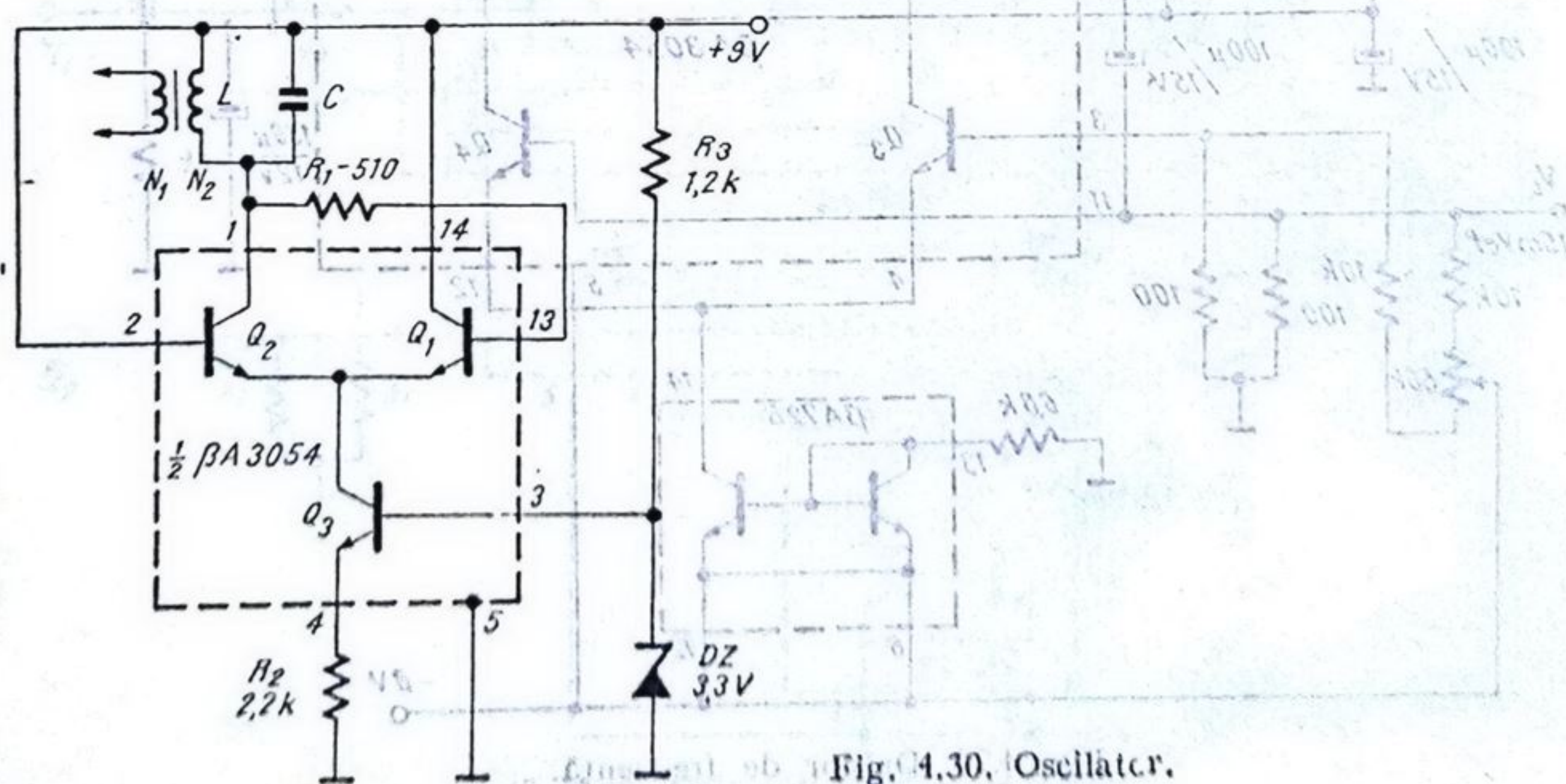


Fig. 4.30. Oscilator.

4.3.11. Mixer de RF

Dacă în baza oscilatorului prezentat în § 4.3.10 se trimite un semnal cu frecvența f_i , atunci schema devine un mixer (vezi figura 4.31), transformatorul de la ieșire fiind un filtru pentru suma sau diferența de frecvențe ($f_i \pm f_{osc}$). Circuitul merge pînă la 120 MHz.

În figura 4.31 se prezintă o aplicație a acestui tip de mixer: un schimbător de frecvență MF pentru frecvența intermediară de 10,7 MHz. Circuitul primește un semnal în banda UUS de 64 ... 73 MHz amplificat de circuitul RF de intrare. Raportul de spire între primarul și secundarul transformatorului T_3 se alege astfel încît fenomenul de „bătăi” să se producă între semnale cu aceeași amplitudine. Tranzistorul Q_1 este un amplificator în bază comună, acordat pentru frecvența de 10,7 MHz.

Dacă oscilatorul se realizează separat, se poate proiecta un convertor folosind proprietățile celulei Gilbert². În figura 4.32 se indică schema unui mixer dublu echilibrat a cărei funcționare este asemănătoare modulatorului din figura 4.24.

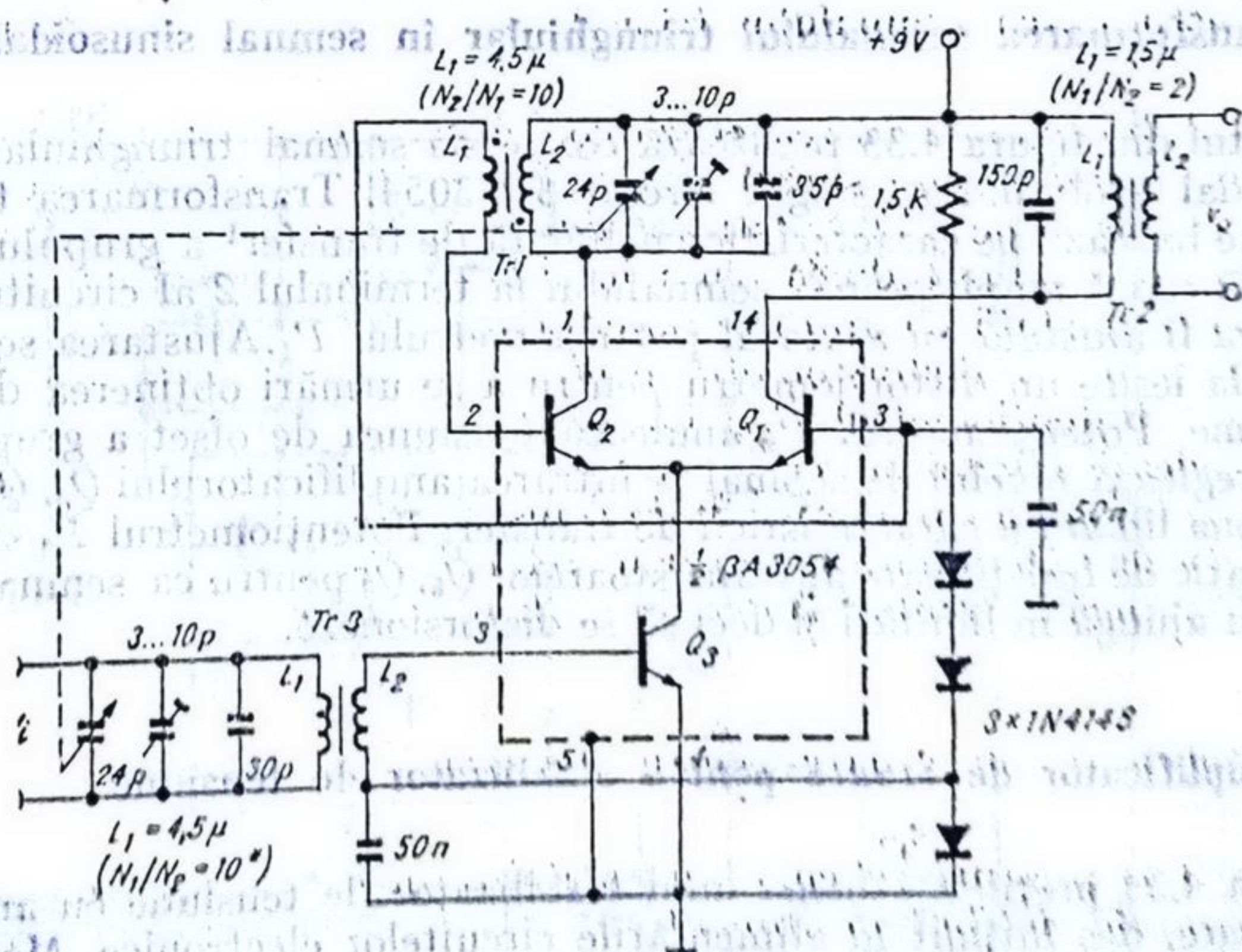


Fig. 4.31. Mixer RF.

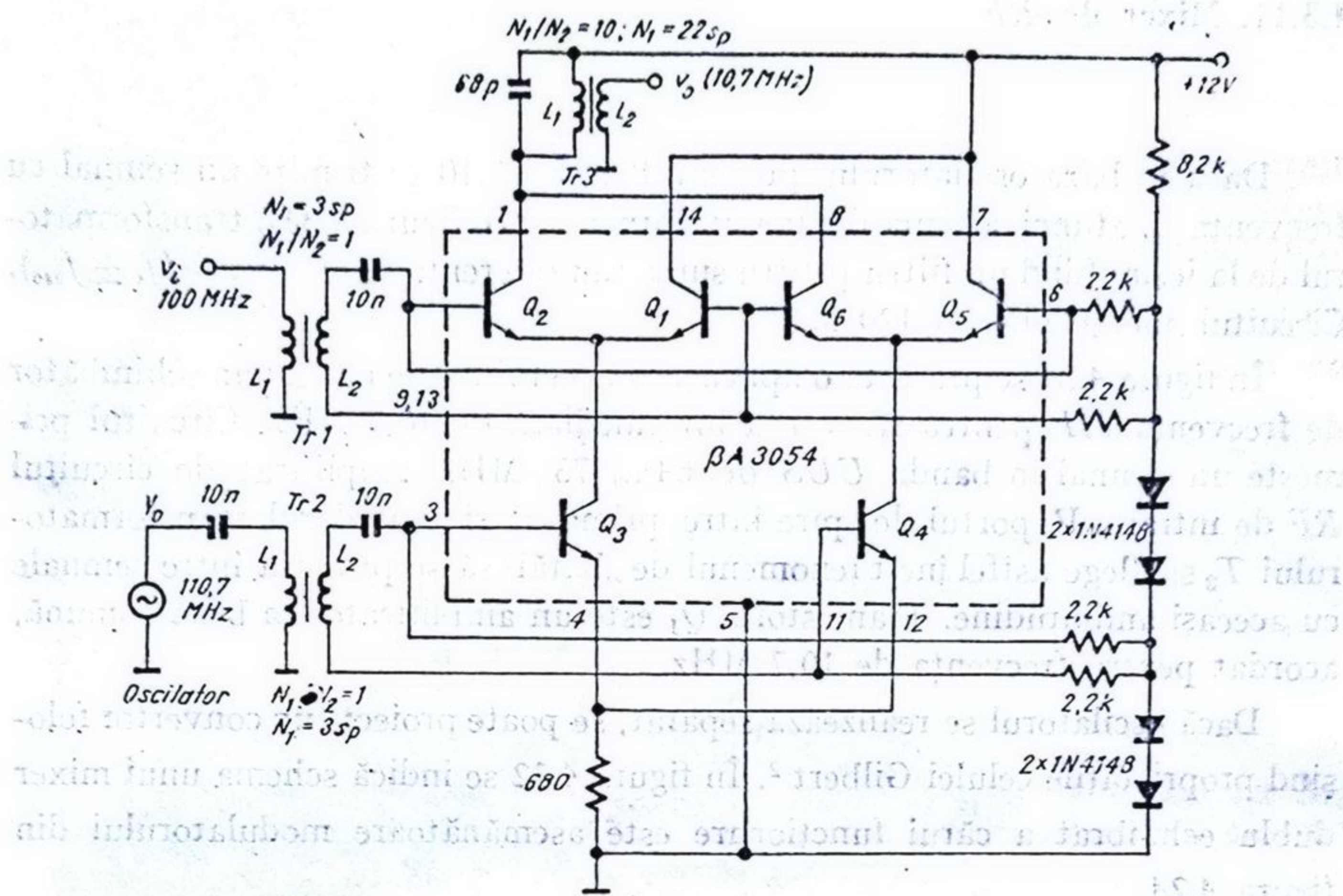


Fig. 4.32. Mixer dublu echilibrat.

4.3.12. Transformarea semnalului triunghiular în semnal sinusoidal

Circuitul din figura 4.33 realizează conversia semnal triunghiular — semnal sinusoidal⁵, folosind un singur circuit $\beta A 3054$. Transformarea triunghi-sinusoidă se bazează pe caracteristica neliniară de transfer¹ a grupului Q_1, Q_2 . Din această cauză amplitudinea semnalului la terminalul 2 al circuitului este critică și va fi ajustată cu ajutorul potențiometrului P_1 . Ajustarea se va face conectînd la ieșire un distorsiometru pentru a se urmări obținerea distorsiunilor minime. Potențiometrul P_2 anulează tensiunea de offset a grupului Q_1, Q_2 iar P_4 reglează nivelul de semnal la intrarea amplificatorului Q_5, Q_6 pentru lucru în zona liniară a caracteristicii de transfer. Potențiometrul P_3 stabilește punctul static de funcționare al tranzistoarelor Q_5, Q_6 pentru ca semnalul de la ieșire să nu ajungă în limitări și deci să se distorsioneze.

4.3.13. Amplificator de eroare pentru stabilizator de tensiune

Figura 4.34 prezintă schema unui stabilizator de tensiune cu amplificator de eroare, des întîlnit în alimentările circuitelor electronice. Montajul a fost proiectat pentru o tensiune stabilizată de +15 V și nu este prevăzut cu protecție la suprasarcină.

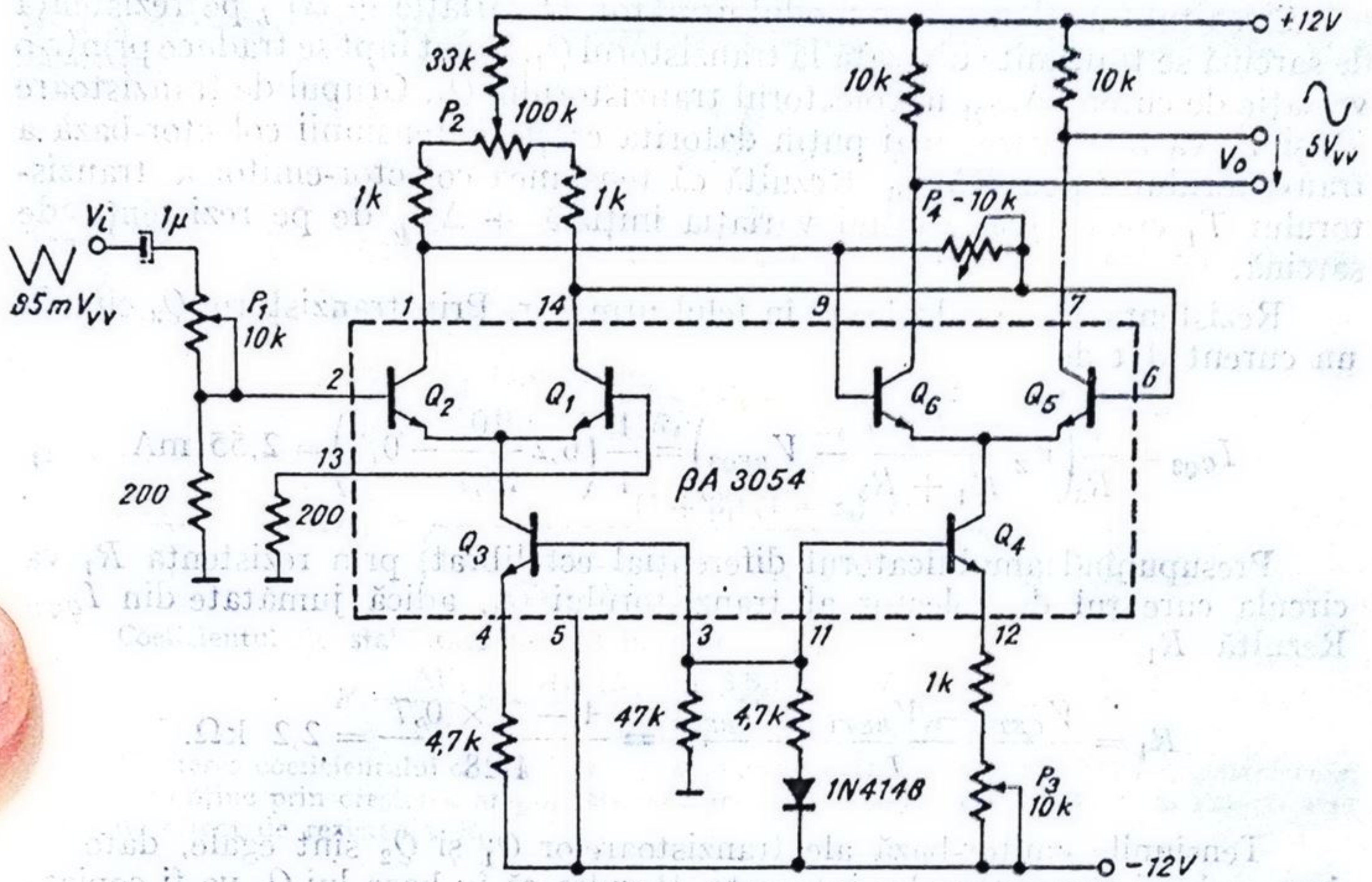


Fig. 4.33. Convertor semnal triunghiular — semnal sinusoidal.

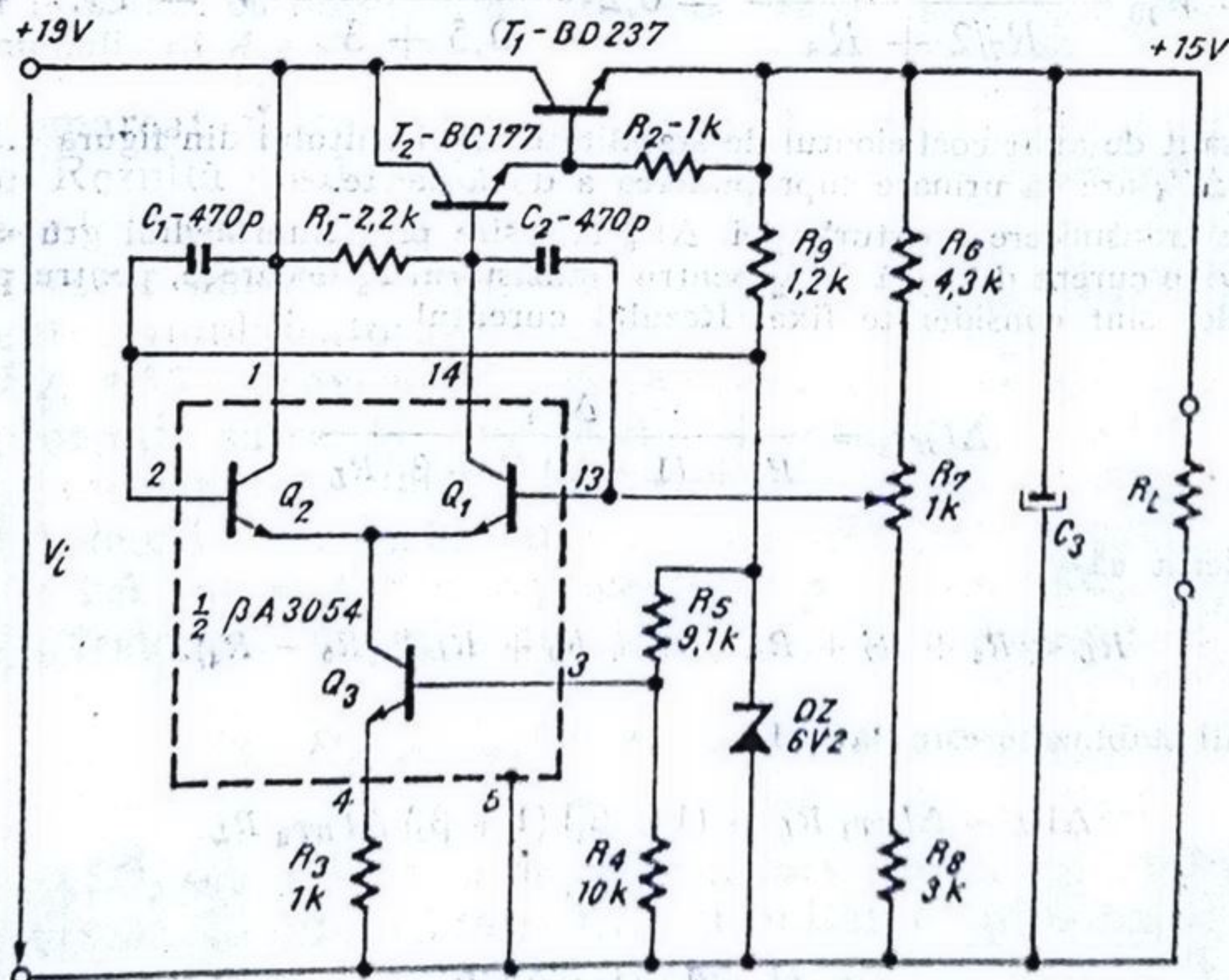


Fig. 4.34. Stabilizator de tensiune.

Circuitul funcționează în modul următor. O variație $+\Delta V_L$ pe rezistența de sarcină se transmite divizată la tranzistorul Q_1 . Acest fapt se traduce printr-o variație de curent ΔI_{CQ1} în colectorul tranzistorului Q_1 . Grupul de tranzistoare T_1 și T_2 va fi polarizat mai puțin datorită creșterii tensiunii colector-bază a tranzistorului T_2 cu $R\Delta I_{CQ1}$. Rezultă că tensiunea colector-emitor a tranzistorului T_1 crește, compensând variația inițială $+\Delta V_L$ de pe rezistența de sarcină.

Rezistența R_1 se calculează în felul următor. Prin tranzistorul Q_3 circulă un curent dat de

$$I_{CQ3} = \frac{1}{R_3} \left(V_Z \frac{R_4}{R_4 + R_5} - V_{BEQ3} \right) = \frac{1}{1} \left(6,2 \frac{10}{19,1} - 0,7 \right) = 2,55 \text{ mA.}$$

Presupunând amplificatorul diferențial echilibrat, prin rezistența R_1 va circula curentul de colector al tranzistorului Q_1 , adică jumătate din I_{CQ3} . Rezultă R_1

$$R_1 = \frac{V_{CET1} - V_{BET1} - V_{BET2}}{I_{CQ1}} = \frac{4 - 2 \times 0,7}{1,28} = 2,2 \text{ k}\Omega.$$

Tensiunile emitor-bază ale tranzistoarelor Q_1 și Q_2 sînt egale, datorită împerecherii tranzistoarelor integrate. Rezultă că în baza lui Q_1 va fi copiată tensiunea Zener din baza lui Q_2 . Următorul calcul demonstrează că rezistențele R_6 , R_7 , R_8 sînt bine alese, considerînd potențiometrul R_7 la jumătate:

$$V_L = V_{13} \frac{R_6 + R_7 + R_8}{R_7/2 + R_8} = 6,2 \frac{4,3 + 1 + 3}{0,5 + 3} \text{ V} = 14,7 \text{ V}$$

Este interesant de aflat coeficientul de stabilitate^{*} al circuitului din figura 4.34. Apariția unei perturbații ΔV_i are ca urmare suprapunerea a două efecte.

Primul este transmiterea perturbației ΔV_i la ieșire prin intermediul grupului T_1 , T_2 . Variația ΔV_i devine curent de bază ΔI_{B2} pentru tranzistorul T_2 deoarece, pentru primul efect, restul potențialelor sînt considerate fixe. Rezultă curentul

$$\Delta I_{BT2} = \frac{\Delta V_i}{R_1 + (1 + \beta_2)(1 + \beta_1)R_L}$$

unde s-a considerat că

$$R_L \ll R_6 + R_7 + R_8, \quad R_3 \ll R_2 + R_{D2} \parallel (R_3 + R_4).$$

Variația tensiunii stabilizate este dată de

$$\Delta V_L = \Delta I_{ET1} R_L = (1 + \beta_1)(1 + \beta_2) \Delta I_{BT2} R_L$$

și deci

$$\Delta V_L = \frac{(1 + \beta_1)(1 + \beta_2) R_L}{R_1 + (1 + \beta_1)(1 + \beta_2) R_L} \Delta V_i.$$

Al doilea efect este reacția datorată amplificatorului diferențial, care caută să compenseze variația ΔV_L . Această variație ajunge divizată în baza tranzistorului Q_1 al circuitului avînd valoarea

$$\Delta V_{13} = \frac{R_8 + kR_7}{R_6 + R_7 + R_8} \Delta V_L$$

unde prin k s-a notat poziția potențiometrului R_7 .

Tensiunea ΔV_{13} este amplificată diferențial de $-A_{vd}$ ori și repetată prin emitorii tranzistoarelor T_1, T_2 .

Adunînd cele două efecte se obține:

$$\Delta V_L = \frac{(1 + \beta_1)(1 + \beta_2)R_L}{R_1 + (1 + \beta_1)(1 + \beta_2)R_8} \Delta V_t - \frac{R_8 + kR_7}{R_6 + R_7 + R_8} A_{vd} \Delta V_L$$

și deci

$$\Delta V_L = \frac{(1 + \beta_1)(1 + \beta_2)R_L}{\left(1 + \frac{R_8 + kR_7}{R_6 + R_7 + R_8} A_{vd}\right) [R_1 + (1 + \beta_1)(1 + \beta_2)R_8]}$$

Coeficientul de stabilitate rezultă imediat

$$K = \frac{\Delta V_t}{\Delta V_L} \approx \frac{A_{vd}(R_1 + \beta_1\beta_2\beta_3)}{\beta_1\beta_2R_8} \cdot \frac{R_8 + kR_7}{R_6 + R_7 + R_8}$$

Creșterea coeficientului de stabilitate și deci îmbunătățirea performanțelor stabilizatorului se poate obține prin creșterea amplificării sau prin creșterea rezistenței R_1 . Cum amplificarea depinde direct de rezistența R_1 ,

$$A_{vd} = -\frac{1}{2} \frac{q}{kT} I_{CQ1} R_1$$

este clar că acționînd în sensul mării acestei rezistențe, influența variației tensiunii V_t asupra tensiunii V_L va scădea. Rezistența R_1 poate fi înlocuită de o sursă de curent stabilizată.

În locuî rezistenței R_1 , colectorul tranzistorului Q_1 „vede” rezistența de ieșire a sursei de curent în paralel cu rezistența de intrare în tranzistoarele Darlington, fapt care duce la creșterea amplificării A_{vd} și, implicit, a coeficientului de stabilizare.

De remarcat că aplicația din figura 4.34 folosește circuitul 3A 3054 pe jumătate. Rezultă posibilitatea folosirii unui circuit pentru realizarea surselor duble (eventual cu tensiuni diferite). De asemenea, coeficientul de stabilizare poate fi crescut simțitor prin mărirea amplificării A_{vd} , în urma folosirii a două celule pentru amplificatorul de eroare.

În fig. 4.35 este exemplificată folosirea ariei de tranzistoare Q_4, Q_5, Q_6 , pentru protecția sursei la scurtcircuit. Tranzistorul BD 237 fiind de 20 W, montat pe un radiator suficient de mare, curentul maxim la care poate fi folosit este de 4 A, la cei 5 V colector-emitor. Ca urmare sursa stabilizată se consideră ca fiind de 3 A, iar protecția se proiectează pentru 3,5 A. La scurtcircuit tranzistorul Q_4 trebuie să devină saturat, deci R_{11} va fi dat de relația:

$$R_{11} = \frac{V_{BEQ4 \text{ sat}}}{I_{sc}} = \frac{0,8}{3,5} = 0,23 \, \Omega.$$

Tranzistorul Q_6 este folosit ca diodă prin care circulă curentul prin Q_4 saturat și extras din R_1 . Rezultă că între baza și emitorul echivalent al tranzistoarelor Darlington va cădea o tensiune 0,7 V pe Q_6 împreună cu 0,2 V pe Q_4 saturat, tensiune suficientă pentru a închide tranzistorul T_1 .

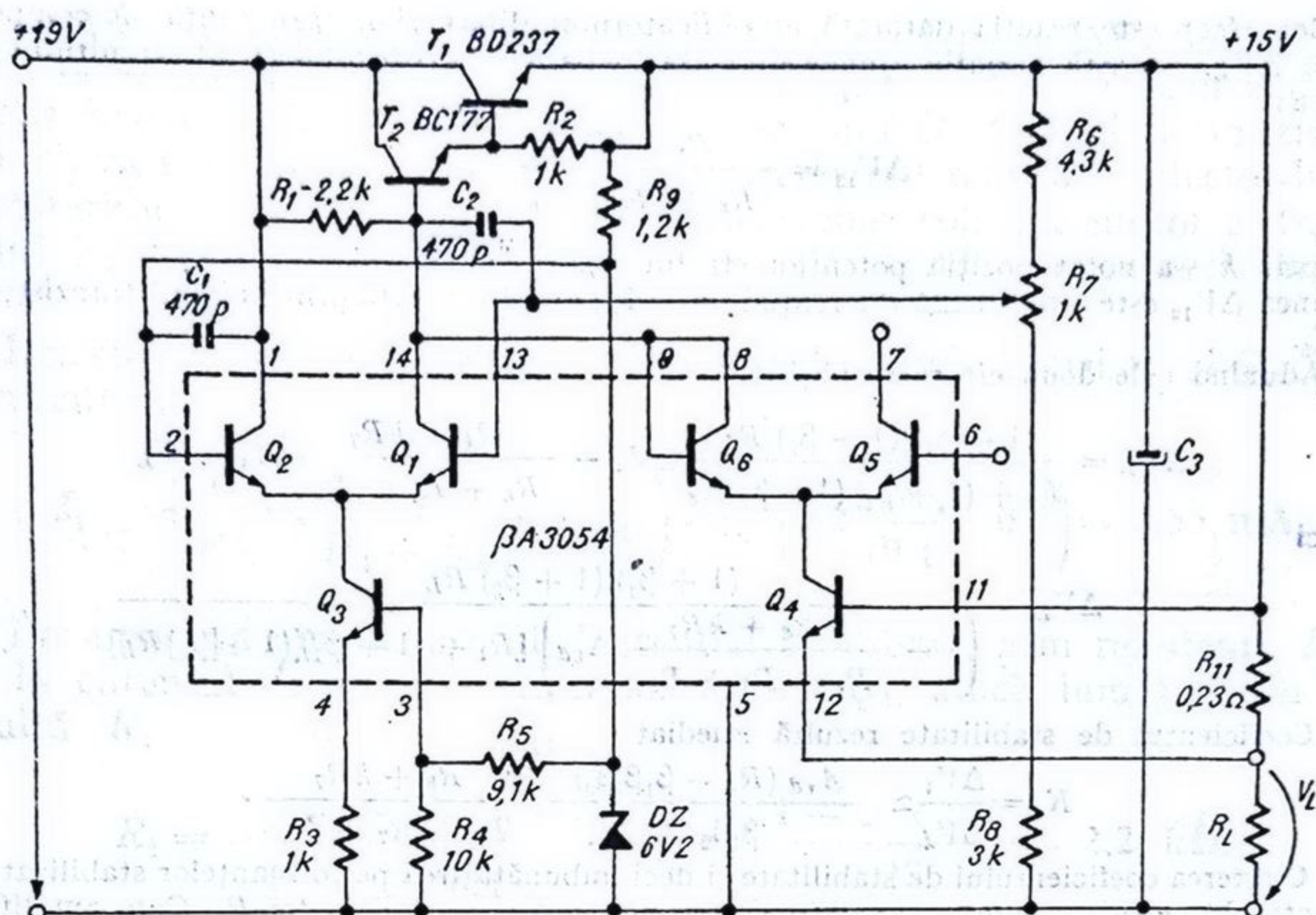
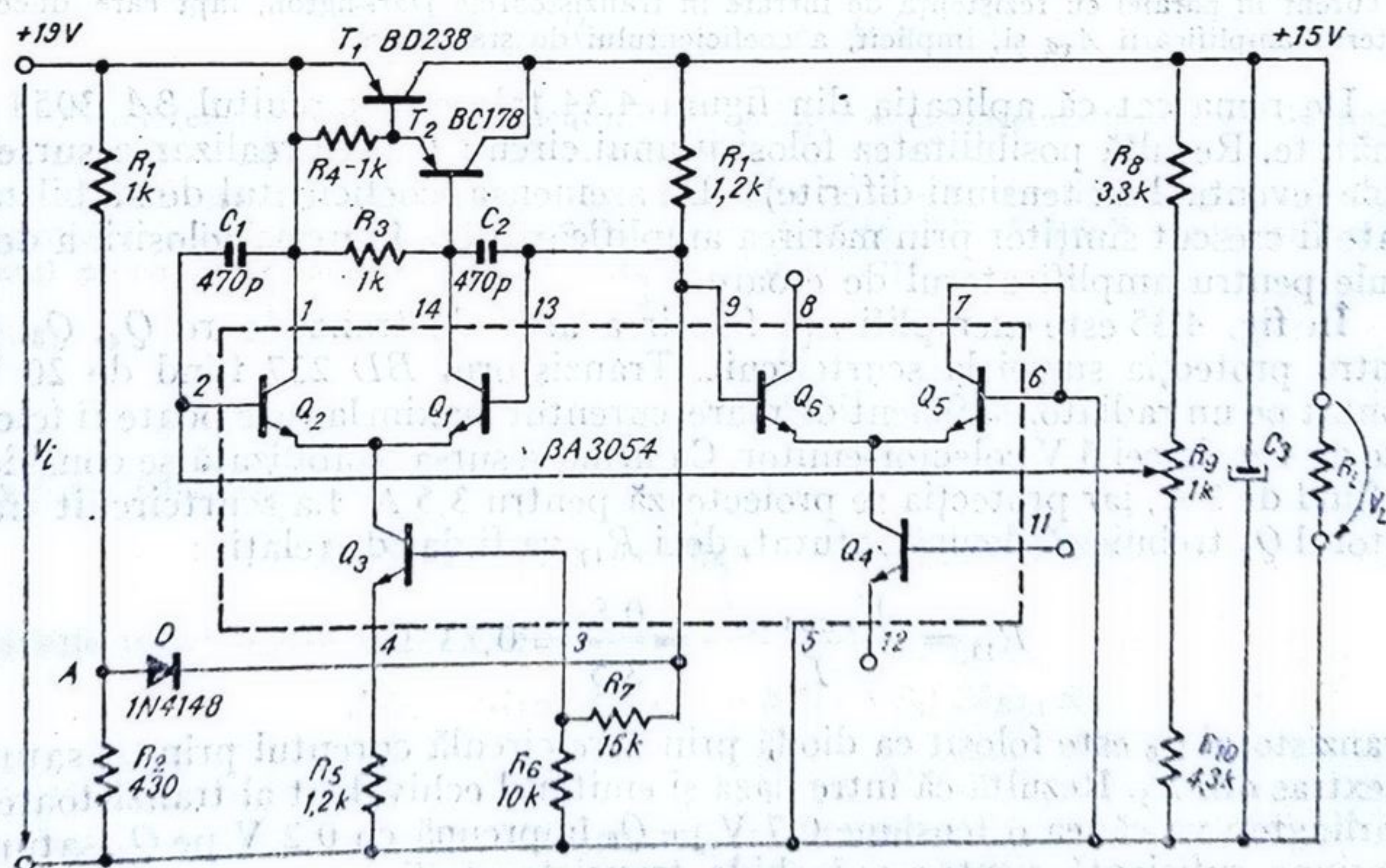


Fig. 4.35. Stabilizator de tensiune cu protecție la scurtcircuit.

Figura 4.36 prezintă aceeași sursă stabilizată în care se folosesc tranzistoare pnp . Această schemă necesită un circuit de pornire format din dioda D și grupul R_1, R_2 . La apariția tensiunii nestabilizate +19 V dioda polarizează

Fig. 4.36. Stabilizator de tensiune cu tranzistor regulator pnp .

terminalele 2 și 3 ale circuitului, deschizând tranzistoarele Q_3 și Q_1 . Curentul care trece prin aceste tranzistoare polarizează rezistența R_3 și, implicit, tranzistoarele T_1 și T_2 . Amplificatorul intră în regim de lucru datorită polarizării grupului de rezistențe R_8 , R_9 și R_{10} , iar dioda D se blochează. Într-adevăr, tensiunea terminalului 13 este de 8,6 V (așa cum se va vedea mai departe), iar tensiunea din punctul A este

$$V_A = \frac{R_2}{R_1 + R_2} 19V = 5,7 \text{ V} < V_0 = 8,6 \text{ V}$$

și deci dioda D este polarizată invers.

Pentru a explica funcționarea se presupune apariția unei variații ΔV_L , variație care se transmite divizată în baza lui Q_2 . Acest fapt se traduce printr-o variație de curent $+\Delta I_c$ în colectorul tranzistorului Q_2 . Suma curenților prin Q_1 și Q_2 fiind constantă și anume

$$I_1 + I_2 = I_3 + \left(V_z \frac{R_6}{R_6 + R_7} - V_{BEQ3} \right) \frac{1}{R_5} = \left(6,2 \frac{10}{19,1} - 0,7 \right) \frac{1}{1} = 2,55 \text{ mA}$$

rezultă că o variație $+\Delta I_c$ prin Q_2 se traduce printr-o variație $-\Delta I_c$ prin Q_1 . Tranzistoarele T_1 și T_2 vor fi polarizate mai puțin cu $-R_3 \Delta I_c$, ceea ce implică creșterea tensiunii emitor-colector al tranzistorului T_1 și deci compensarea variației $+\Delta V$.

Pentru această schemă circuitul βA 3054 este folosit integral, deoarece unul din elementele active, dioda Zener, este înlocuit folosind cealaltă jumătate din aria de tranzistoare, așa cum se vede în figura 4.36. Rolul diodei Zener este jucat de joncțiunea emitor-bază a tranzistorului Q_5 , polarizată invers. Întregul stabilizator este proiectat pentru o tensiune Zener de 8 V (este valoarea pe care procesul tehnologic de realizare a circuitului βA 3054 o oferă pentru tensiunea de străpungere a joncțiunii (emitor-bază) la care se adaugă tensiunea $V_{BEQ6} = 0,6 \text{ V}$.

4.3.14. Trigger Schmitt

Configurația circuitului βA 3054 permite realizarea a două triggere Schmitt identice, sau cu performanțe diferite. Utilizatorul poate folosi, de exemplu, acest circuit ca detector de nivel, sau pentru interfațarea circuitelor liniare cu cele logice.

În figura 4.37 este prezentat un astfel de circuit, care ocupă numai jumătate din βA 3054. La aplicarea tensiunii de alimentare tranzistorul Q_2 este blocat. Rezultă că tot curentul sursei Q_3 va circula prin tranzistorul Q_1 . Acest tranzistor nu se aduce la saturație pentru a nu-i micșora viteza de răspuns datorită sarcinii stocate în bază. Curentul sursei Q_3 este dat de relația

$$I_{c3} = \left(\frac{R_8}{R_7 + R_8} V_{cc} - V_{BE3} \right) \frac{1}{R_5} = \left(\frac{2,2}{9,1 + 2,2} 9 - 0,7 \right) \frac{1}{0,51} = 2,06 \text{ mA.}$$

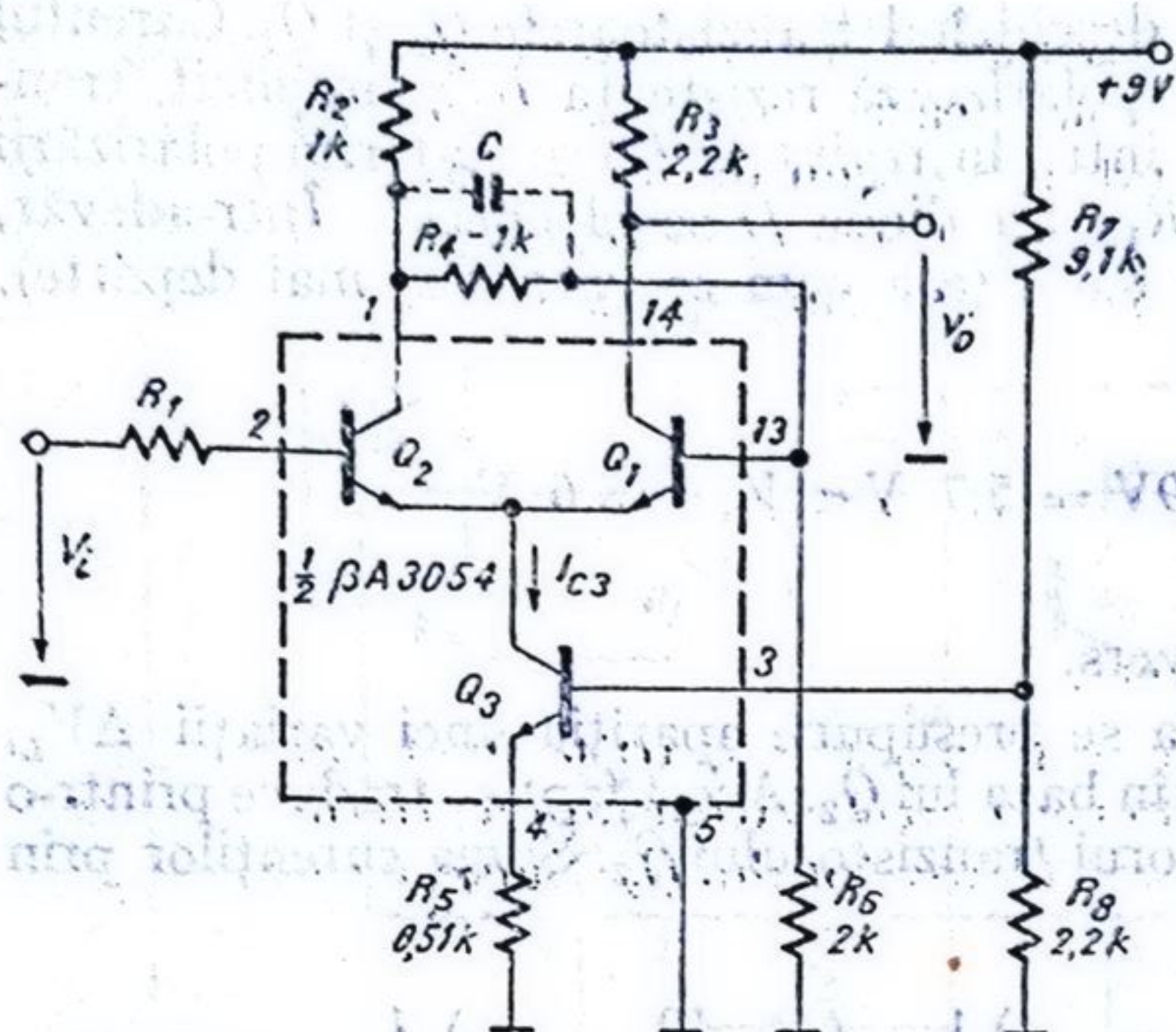


Fig. 4.37. Trigger Schmitt.

Colectorul tranzistorului Q_1 stă la tensiunea

$$V_{c1} = V_{cc} - R_3 I_{c3} = 9 - 2,2 \times 2,06 = 4,5 \text{ V.}$$

Crescînd tensiunea V_i în baza lui Q_2 , comutarea se va produce în momentul în care V_i se află cu 0,7 V mai sus decît colectorul tranzistorului Q_3 . Această tensiune este:

$$V_{c3} = \frac{R_6}{R_2 + R_4 + R_6} V_{cc} - V_{BE1} = \frac{2}{4} \times 9 - 0,7 \text{ V} = 3,8 \text{ V.}$$

Tensiunea de basculare V_H va fi dată de relația

$$V_H = V_{c3} + V_{BE2} = 3,8 + 0,6 \text{ V} = 4,4 \text{ V}$$

unde s-a considerat că pînă în momentul basculării, tensiunea bază-emitor a tranzistorului Q_2 este aproape de cea de tăiere și anume 0,6 V. De la această tensiune tranzistorul Q_2 intră în regiunea activă, conducînd, o dată cu creșterea tensiunii V_i , tot curentul I_{c3} . În același timp tranzistorul Q_1 merge spre blocare datorită scăderii potențialului din colectorul lui Q_2 de la valoarea

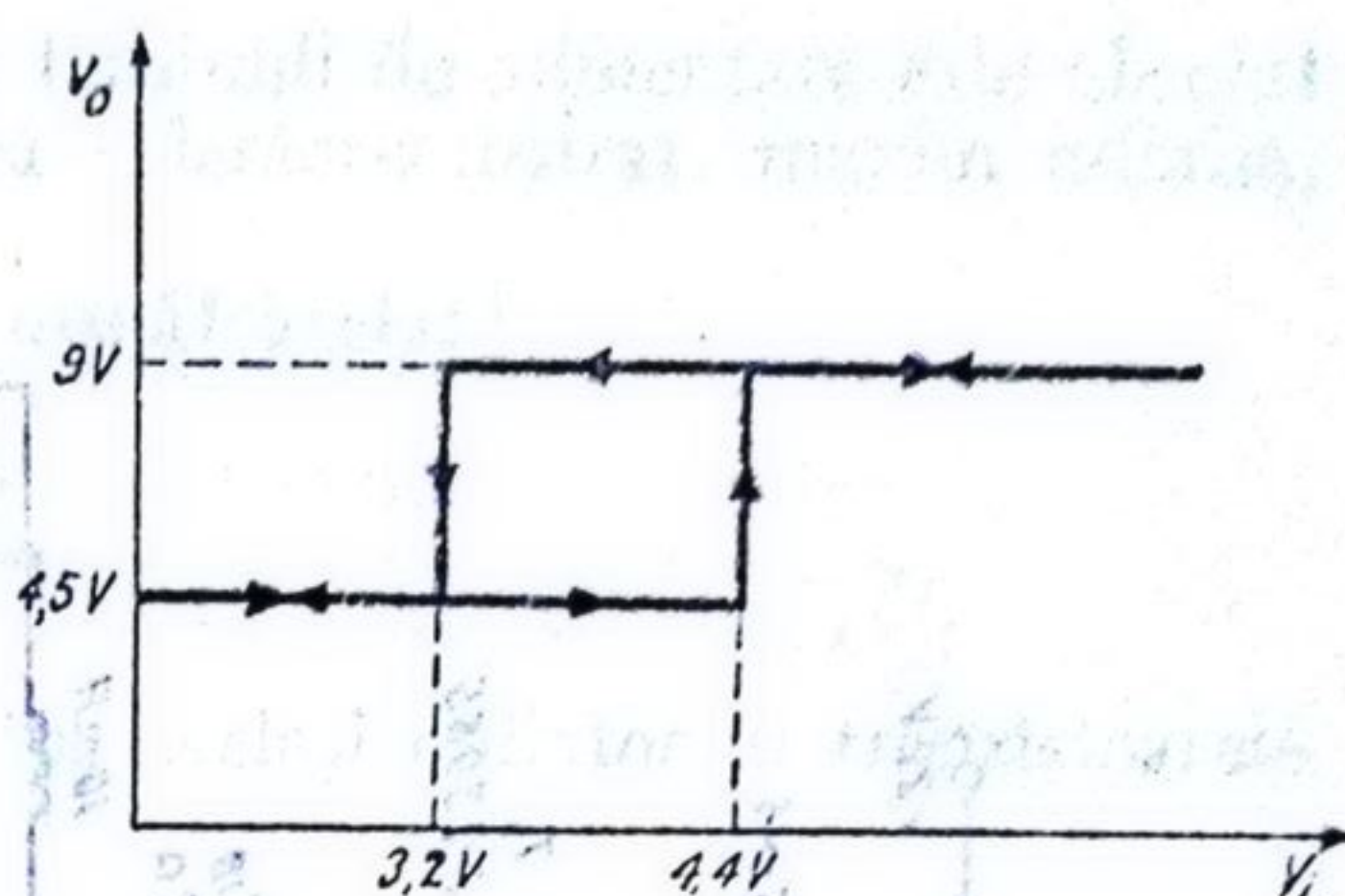
$$V_{c2 \text{ blocat}} = \frac{R_4 + R_8}{R_2 + R_4 + R_8} V_{cc} = \frac{3}{4} \times 9 \text{ V} = 6,75 \text{ V}$$

la valoarea

$$V_{c2 \text{ deschis}} = \frac{R_4 + R_8}{R_2 + R_4 + R_8} (V_{cc} - I_{c3} R_2) = \frac{3}{4} (9 - 2,06 \times 1) \text{ V} = 5,2 \text{ V.}$$

După comutare, creșterea ulterioară a tensiunii V_i nu mai modifică starea circuitului.

Fig. 4.38. Caracteristica de transfer a circuitului din figura 4.37.



Cînd V_i scade, pragul de basculare este dat în continuare de potențialul colectorului tranzistorului Q_3 , mai puțin tensiunea bază-emitor a lui Q_2 . Rezultă

$$V_{c3} = V_{c2 \text{ deschis}} \frac{R_6}{R_4 + R_6} - V_{BE1} = 4,6 \times \frac{2}{3} - 0,6 \text{ V} = 2,5 \text{ V}.$$

Tensiunea bază-emitor a tranzistorului Q_1 s-a considerat 0,6 V, datorită faptului că în momentul basculării inverse acest tranzistor se află în blocare incipientă. Circuitul va bascula din nou la valoarea:

$$V_L = V_{c3} + V_{BE2} = 2,5 + 0,7 \text{ V} = 3,2 \text{ V}.$$

În figura 4.38 se prezintă caracteristica de transfer. Calculul prezentat mai sus nu conține rezistența R_1 , care înglobează atât rezistența de ieșire a circuitului de comandă cît și cea care poate exista în baza tranzistorului Q_2 . Această rezistență va fi calculată în funcție de necesitățile aplicației. O valoare mică a ei poate conduce la saturarea puternică a tranzistorului Q_2 . În consecință, la micșorarea tensiunii V_i , viteza de basculare pe frontul negativ scade datorită sarcinei stocate în baza lui Q_2 . O valoare mare a rezistenței R_1 , va apropia tensiunea V_{i2} de V_{i1} , ducînd la micșorarea histeretizului.

Pentru mărirea vitezei de basculare pe frontul pozitiv se obișnuiește să se conecteze un condensator, C , a cărui valoare este de sute de picofarazi.

4.3.15. Etaj pilot pentru amplificator de putere stereo

Așezarea tranzistoarelor sub forma a două amplificatoare diferențiale poate fi folosită la pilotarea a două amplificatoare de putere $HI-FI$ pentru un lanț stereo. În figura 4.39 este prezentat unul din canalele de putere. Amplificarea poate fi reglată cu ajutorul potențiometrului P_2 fiind cuprinsă între 28 și 32. Potențialul P_1 ajustează tensiunea pe sarcină, în repaus, la 0 V. Curențul de repaus al tranzistoarelor de ieșire va fi 5 mA și poate fi reglat cu potențiometrul P_3 . Rezistențele R_5 și R_9 au fost montate cu scop dublu: realizează o filtrare suplimentară pentru amplificatorul diferențial și coboară tensiunea de alimentare la valoarea 10 ... 18 V (depinzînd de curențul absorbit de

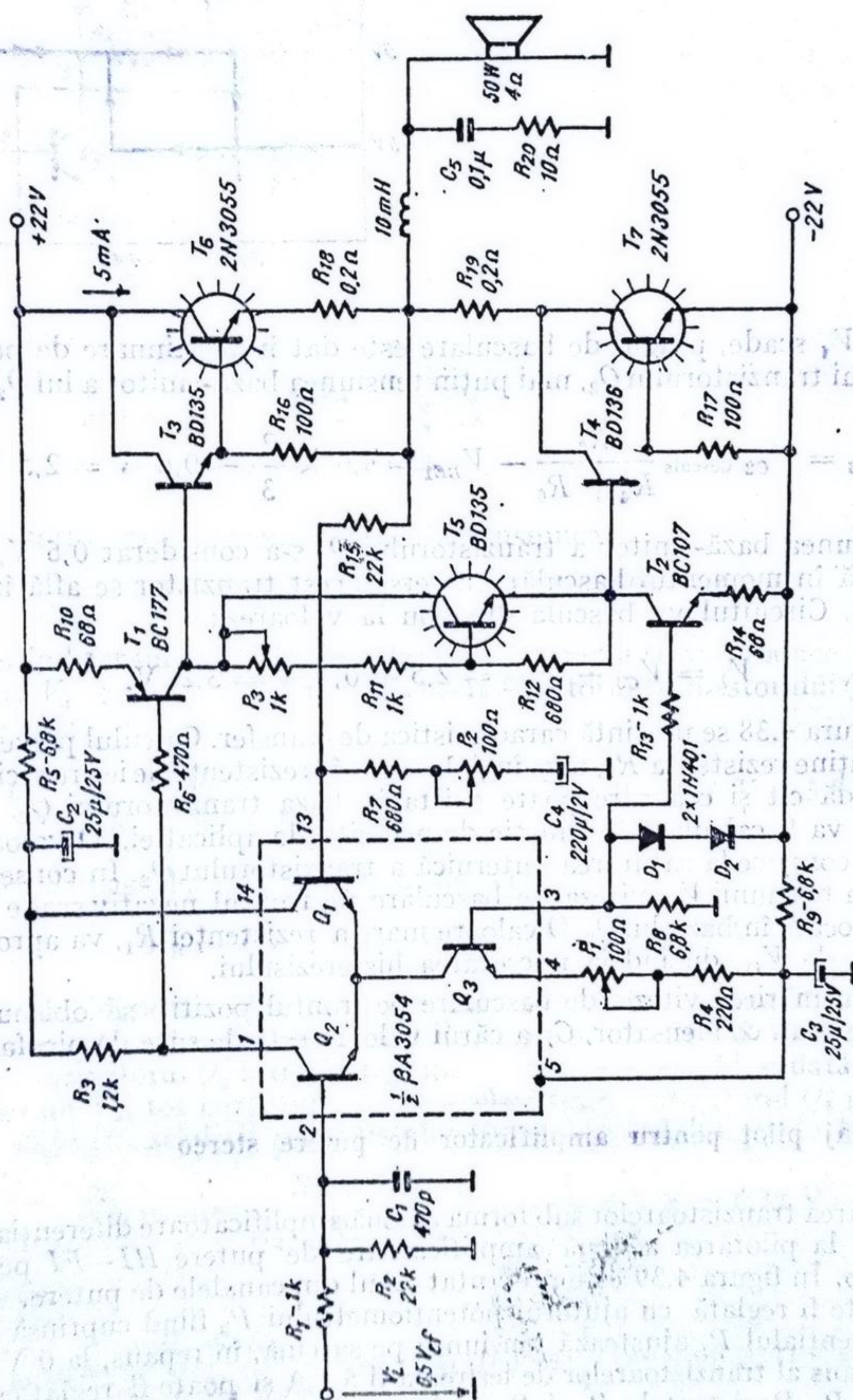


Fig. 4.39. Amplificator de putere de 50 W.

Q_1 , Q_2 , Q_3 și, implicit, de P_1). Coborîrea tensiunii de alimentare este absolut necesară, pentru a nu depăși tensiunea colector-substrat, maxim admisă, de 20 V.

Performanțele amplificatorului sînt următoarele:

Puterea maximă: 50 W/4 Ω

Gama de frecvențe: 5 ... 40 000 Hz

Distorsiuni la putere maximă: 0,15%

Tensiunea de la intrare: 0,5 V_{ef}

Notă. Tranzistorul T_3 se va monta pe același radiator cu tranzistoarele de putere T_0 și T_7 .

4.4. Alte circuite

Deoarece gama ariilor de tranzistoare este foarte diversificată — atît ca performanțe cît și ca moduri de conectare a tranzistoarelor individuale — în continuare se vor menționa, cu titlul de exemplu, numai cîteva din produsele tipice ale unor mari producători de circuite integrate.

Firma *NATIONAL SEMICONDUCTOR* produce circuitele *LM 114/115* (două tranzistoare monolitice de cîștig mare), *LM 3018/2018A/3118/3118 A* (patru tranzistoare monolitice din care două sînt în conexiune Darlington), *LM 3026/3054* (foarte asemănătoare cu βA 3054), *LM 3045/3046/3086/3145/3146* (cinci tranzistoare din care două au emitorul comun).

Firma *MOTOROLA* produce mixerul echilibrat *MC 1496/1596* care conține două configurații de amplificator diferențial împreună cu polarizările respective.

Firma *RCA* produce circuitele *CA 3005/3006* (configurație de amplificator diferențial și sursă de curent conectată în emitorii comuni împreună cu polarizarea sursei de curent) *CA 3018*, *CA 3026/3054*, *CA 3028/3053* (amplificator diferențial polarizat), *CA 3045/3046*, *CA 3050/3051* (două amplificatoare diferențiale cu tranzistoare Darlington).

BIBLIOGRAFIE

1. P. R. Gray, R. G. Meyer, *Circuite integrate analogice. Analiză și proiectare*. Editura Tehnică, București, 1983.
2. P. E. Gray, C. L. Searle, *Bazele electronicii moderne*, vol. I și II, Editura Tehnică, București, 1973.
3. A. Văldărescu, ș.a. *Circuite integrate liniare. Manual de utilizare*. Vol. 1, Editura Tehnică, București, 1979.
4. I. Ponner, *Electronică industrială*, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1972.
5. * * * *Analogue circuits, Data handbook*, MBLE, 1978.
6. * * * *Integrierte Schaltungen für die Unterhaltungs elektronik*, Datenbuch, SIEMENS, 1983/1984.
7. * * * *Linear Integrated Circuit Fundamentals, Design & Application*, RCA.
8. * * * *The European Consumer Selection*, MOTOROLA, 1977.

βTDA 655

Regulator de turație pentru motoare de curent continuu de casetofon

5.1. Prezentarea circuitului

5.1.1. Destinație

Circuitul integrat βTDA 655 este destinat menținerii constante a vitezei de rotație a motoarelor de curent continuu cu magnet permanent, de mică putere, utilizate în casetofoane sau radiocasetofoane. Schema de aplicație conține un număr redus de componente: o capacitate de compensare, o rezistență și un potențiometrul semireglabil pentru reglajul turației.

Tensiunea de referință internă se caracterizează printr-o stabilitate ridicată la variația tensiunii de alimentare și a temperaturii. Etajul de ieșire este proiectat pentru un curent maxim de cca. 1,8 A și o tensiune de saturație de valoare mică, fapt ce oferă o flexibilitate în adaptarea schemei de aplicație la motoare cu caracteristici diferite. Gama de valori a tensiunii de alimentare este cuprinsă între 3,8 V și 18 V. Circuitul conține și un etaj de protecție termică. Încapsularea se realizează într-o capsulă *TABS* cu 12 terminale.

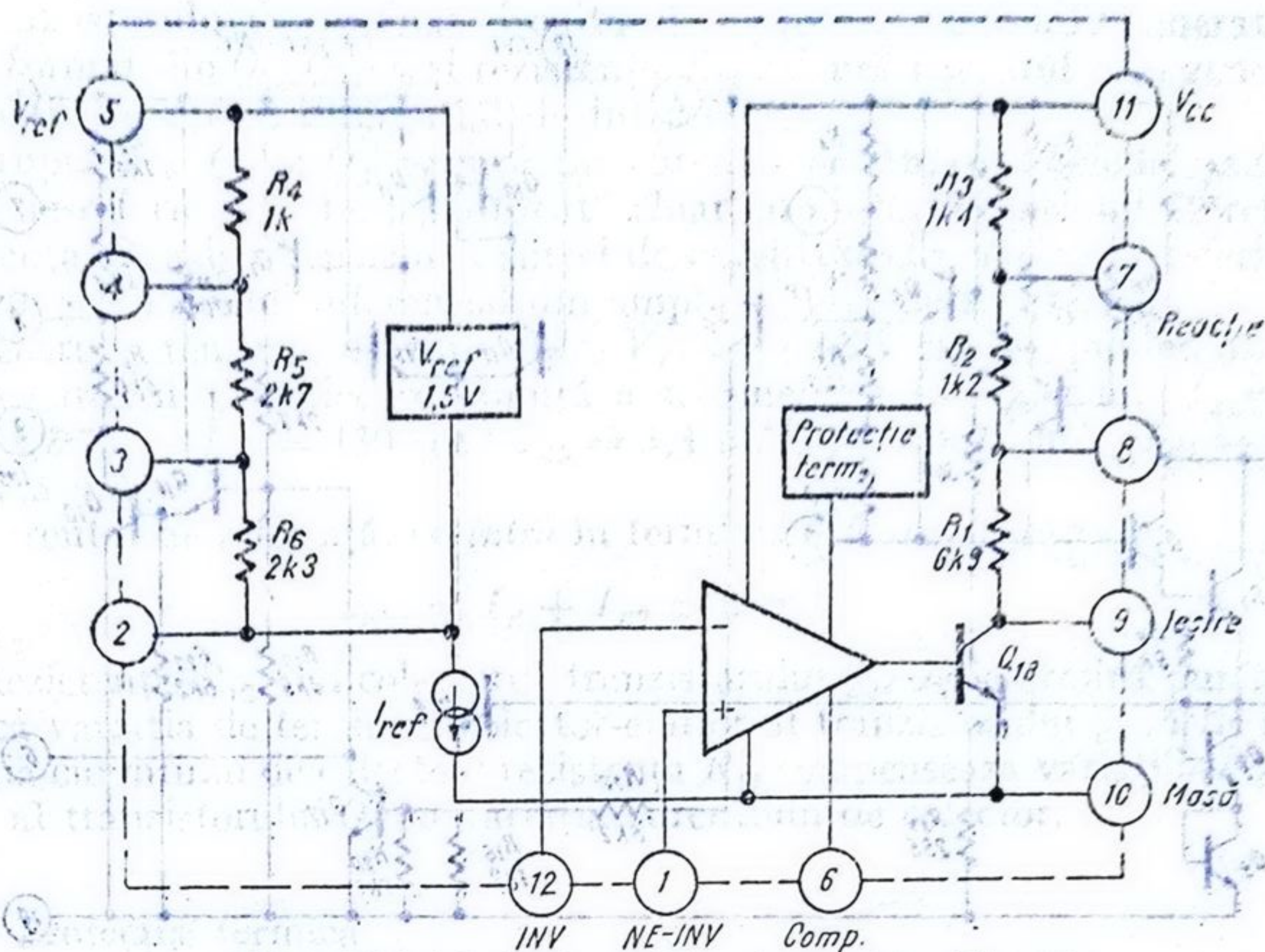
Performanțele electrice ale schemei de aplicație cu βTDA 655 sînt net superioare variantei cu elemente discrete, circuitul menținînd practic nealterată caracteristica de rotație a motorului în timp și la variația cu sarcina (cuplu).

5.1.2. Schema bloc

Funcția de regulator de turație a motoarelor de mică putere cu magnet permanent urmărește compensarea variației cuplului motor, astfel încît tensiunea contra-electromotoare (t.c.e.m.) să fie practic independentă de variațiile tensiunii de alimentare și ale curentului prin motor (I_M).

Schema bloc a circuitului integrat βTDA 655 prezentată în figura 5.1 conține următoarele etaje:

- o referință flotantă de tensiune de tip „bandă interzisă” avînd o valoare tipică de 1,5 V;

Fig. 5.1. Schema bloc a circuitului β TDA 655.

- o protecție termică care blochează etajul de ieșire atunci când temperatura cipului atinge valoarea $T_j = +125^\circ\text{C}$;
- un amplificator de eroare;
- un etaj de putere.

Observație. Caracterul inversor și neinversor al intrărilor amplificatorului de eroare (INV și NE-INV) este definit față de ieșirea amplificatorului (baza tranzistorului Q_{18}) și nu față de terminalul 9- IEȘIRE.

5.2. Schema electrică

Schema electrică a circuitului integrat β TDA 655 este prezentată în figura 5.2.

5.2.1. Referința de tensiune

Sursa de tensiune de referință este de tip bandă interzisă¹. Ea este formată (vezi figura 5.3) din tranzistoarele Q_3 , Q_4 și Q_5 și rezistențele R_{10} , R_{11} , R_{12} , R_{14} și R_{15} . Rezistențele R_4 , R_5 și R_6 permit obținerea unor fracțiuni din V_{REF} . Tensiunea de referință este flotantă; ea se obține între colectorul și emitorul tranzistorului Q_5 , respectiv între terminalele 5 și 2 ale capsulei având o valoare tipică de 1,5 V. Cu ajutorul unei prize pe rezistența R_3 se polarizează

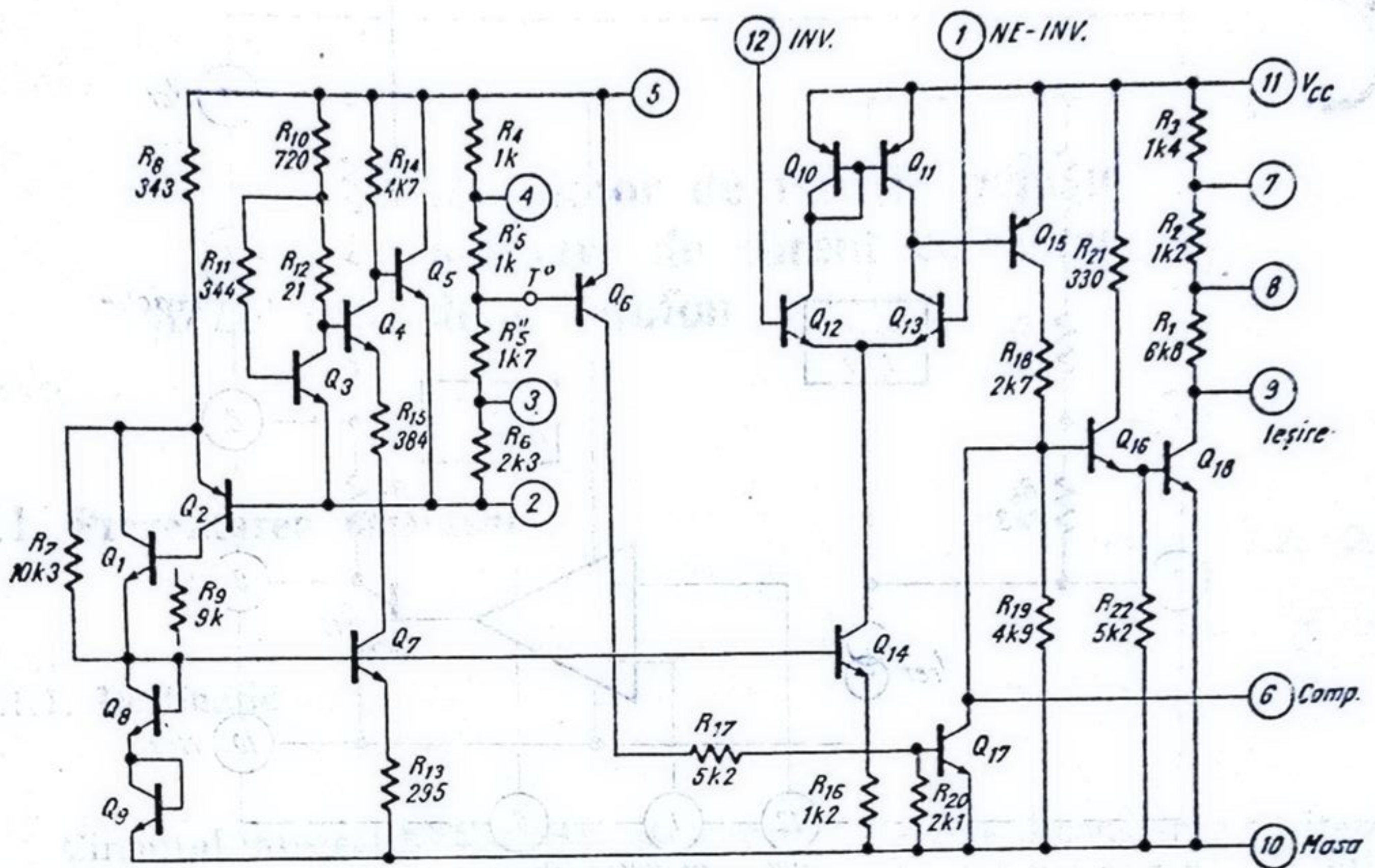
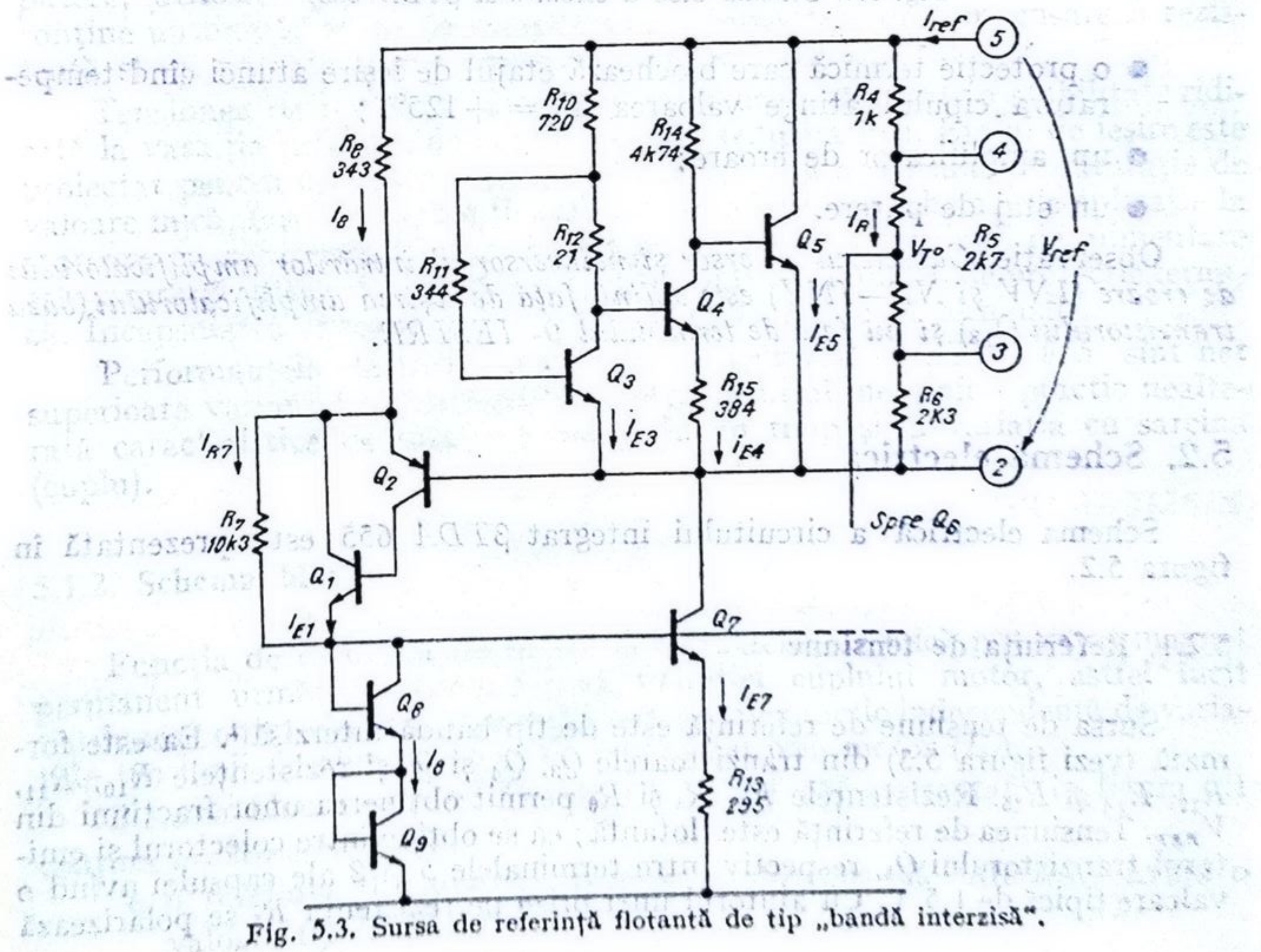
Fig. 5.2. Schema electrică a circuitului β TDA 655.

Fig. 5.3. Sursa de referință flotantă de tip „bandă interzisă”.

baza tranzistorului Q_6 destinat circuitului de protecție termică. Generatorul de curent format din Q_{14} , Q_8 , Q_9 și rezistența R_{18} asigură curentul prin generatorul de curent din etajul diferențial de intrare.

Grupul R_8 , Q_1 și Q_2 asigură un curent constant prin diodele sursei de curent de referință, curent „fabricat” chiar cu ajutorul tensiunii de referință. Rezistența R_7 asigură pornirea sursei de curent, deci polarizarea referinței de tensiune și a etajului diferențial din amplificatorul de eroare.

Pentru o tensiune de alimentare $V_{CC} = +12$ V și presupunând $\beta_N = 100$ pentru curenții prin fiecare ramură a schemei rezultă valorile: $I_{E1} = 5 \mu A$; $I_{E3} = 1,2$ mA; $I_{E4} = 130 \mu A$; $I_{E5} = 3,4$ mA; $I_R = 0,25$ mA; $I_{E7} = 5$ mA; $I_S = 2,3$ mA.

Curentul de referință, ce intră în terminalul 5 are valoarea

$$I_{REF} = I_R + I_{E7} \simeq 6 \text{ mA.}$$

Rezistența R_{12} , din colectorul tranzistorului Q_3 , se determină punând condiția ca variația de tensiune colector-emitor al tranzistorului Q_3 să fie nulă la variația curentului de colector; rezistența R_{11} compensează variațiile câștigului static al tranzistorului Q_3 cu variația curentului de colector.

5.2.2. Protecția termică

Încălzirea excesivă a structurii circuitului integrat, datorită puterii disipate de tranzistorul de ieșire (Q_{18} , vezi figura 5.2) conduce la distrugerea circuitului prin depășirea temperaturii maxim admisibile a joncțiunii (T_{jmax}). Blocarea etajului de ieșire, deci anularea curentului prin tranzistorul Q_{18} se obține prin deschiderea tranzistorului Q_{17} . La deschiderea tranzistorului Q_{17} , tensiunea pe baza tranzistorului Q_{18} devine egală cu tensiunea de saturație a tranzistorului Q_{17} și etajul de ieșire se va bloca. Comanda de deschidere a tranzistorului Q_{17} la o temperatură prescrisă (egală cu $T_{jmax} = +125^\circ C$) este dată de tranzistorul Q_6 care joacă rolul de traductor de temperatură „citind” temperatura cipului (la $25^\circ C$ tranzistorul Q_6 — polarizat cu o tensiune bază-emitor $V_{REF}(R_4 + R'_5)/(R_4 + R'_5 + R''_5 + R_6) \approx 0,5$ V — este practic blocat).

Variațiile tehnologice influențează cu aproximativ $\pm 3^\circ C$ temperatura la care protecția termică blochează etajul final. Abaterea este cu totul neglijabilă în ceea ce privește asigurarea protecției circuitului în cazul încălzirii excesive a structurii (cipului).

5.2.3. Amplificatorul de eroare

Amplificatorul de eroare (vezi figura 5.4) este format din etajul diferențial Q_{12} și Q_{13} avînd ieșirea asimetrică. Oglinda de curent Q_{10} — Q_{11} constituie sarcina activă a etajului de intrare. Ieșirea asimetrică, colectorul tranzistorului Q_{13} , este legată în baza tranzistorului pnp — Q_{15} . Polarizarea etajului de intrare este asigurată de generatorul de curent format din tranzistorul Q_{14} și diodele Q_8 , Q_9 . Curentul de colector al tranzistorului Q_{14} are o valoare tipică de $600 \mu A$, variînd datorită dispersiei tehnologice între $460 \dots 830 \mu A$.

În aceste condiții, pentru un câștig static al tranzistoarelor de intrare de 100, curentul de intrare este

$$I_{B12} = I_{B13} = 2,3 \mu A \dots 4,15 \mu A,$$

avînd o valoare tipică de $3 \mu A$.

Cîștigul în tensiune al etajului de intrare are o valoare tipică de peste 1000 și o impedanță de ieșire mai mare de $100 k\Omega^{1,2}$.

Semnalul de eroare obținut la ieșirea amplificatorului de intrare este amplificat de tranzistorul Q_{15} , divizat de grupul R_{18}, R_{19} aproximativ în raportul $2/3$ și aplicat etajului de ieșire Q_{16}, Q_{18} — amplificator de putere.

5.2.4. Etajul de putere

Etajul de putere (vezi figura 5.4) este format din tranzistoarele Q_{16}, Q_{18} în montaj colector comun-emitor comun¹, și rezistențele $R_{21}, R_{22}, R_1, R_2, R_3$.

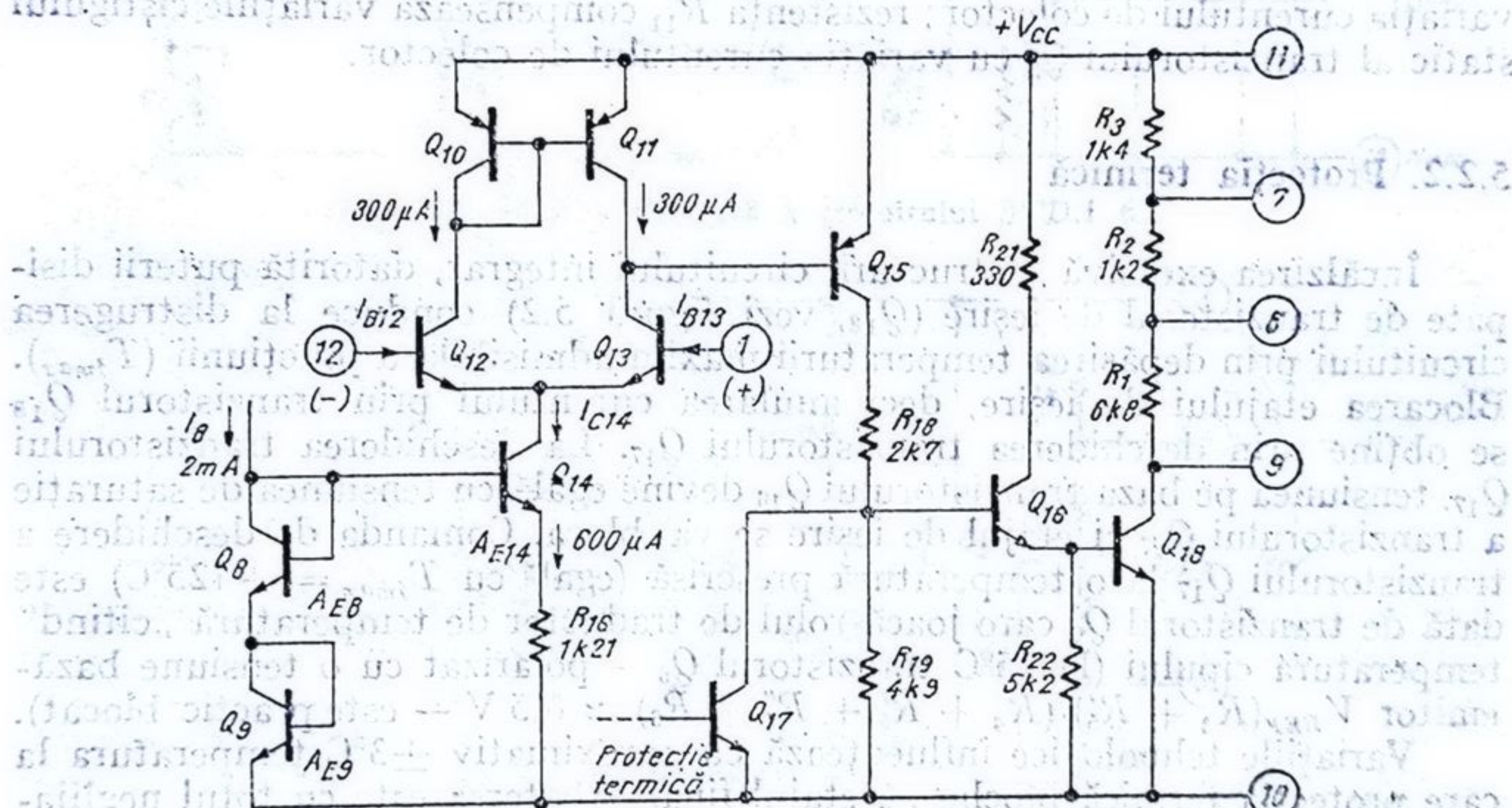


Fig. 5.4. Amplificatorul de eroare și etajul final.

Intrările *INVERSOARE* (terminalul 12) și *NE-INVERSOARE* (terminalul 1) ale amplificatorului de eroare sînt definite față de baza tranzistorului Q_{16} — intrarea etajului de putere.

Grupul de rezistențe R_1, R_2 și R_3 din colectorul tranzistorului de putere Q_{18} permite alegerea factorului de reacție în funcție de aplicația dorită.

Constructiv, tranzistorul Q_{18} a fost proiectat să reziste la un curent de peste 1,8 A. Totuși în cazul unui scurtcircuit pe sarcină, între terminalul de colector — 9 și tensiunea de alimentare — 11, el se poate distruge nefiind protejat la scurtcircuit.

Intr-adevăr în cazul extrem care corespunde saturării tranzistorului Q_{18} pentru o tensiune de alimentare de +12 V, curentul I_{C16} este limitat de rezis-

tența R_{21} la o valoare de circa 32,8 mA. Deoarece $I_{B18} \approx I_{C18}$ rezultă că valoarea curentului de colector al tranzistorului Q_{18} (presupunând că $h_{21E,18} \geq 60$) în cazul unui scurtcircuit între colector și alimentare, depășește 1,9 A fapt care poate duce la distrugerea tranzistorului de ieșire.

5.3. Parametrii

5.3.1. Performanțele circuitului

Parametrii electrici ce caracterizează regulatorul de turație $\beta TDA\ 655$ sînt prezentați în Tabelul 5.1.

Tabelul 5.1

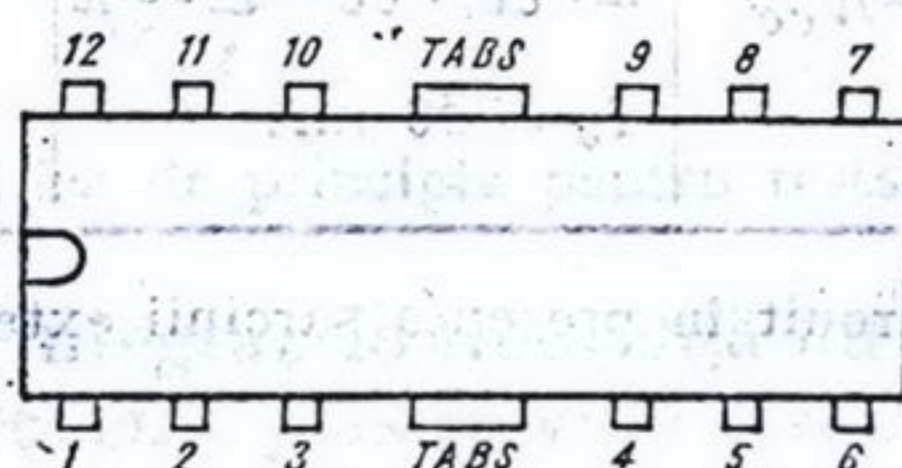
 $\beta TDA\ 655$

Regulator de turație

VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

Limitele minime/maxime de alimentare (V_{CC})	+3,8 V ... +18 V
Curentul maxim de ieșire	1,8 A
Tensiunea maximă pe terminale	$\leq V_{CC}$
Gama temperaturilor de funcționare	0°C ... +70°C
Temperatura maximă a joncțiunii	+125°C
Gama temperaturilor de stocare	-25°C ... +125°C
Puterea disipată maximă	1 W (la +25°C)

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR



capsula CB 109 B

vedere de sus

1 Intrare NE-INVERSOARE	7 IEȘIRE (R_2)
2 REFERINȚĂ	8 IEȘIRE (R_1)
3 REFERINȚĂ (R_0)	9 IEȘIRE
4 REFERINȚĂ (R_5)	10 MASA
5 REFERINȚĂ	11 V_{CC} (alimentare)
6 COMPENSARE	12 INTRAREA INVERSOARE

Notă: Aripioarele de răcire (TABS) ale capsulei sînt legate intern la terminalul 10 (masă) și pot fi conectate la masa sursei de alimentare sau lăsate liber.

Tabelul 5.1 (continuare)

 β TDA 655CARACTERISTICI ELECTRICE (la $T_a = +25^\circ\text{C}$ și $V_{CC} = +12\text{ V}$ dacă nu se specifică altfel)

Parametrul	Simbol	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unități
Tensiunea de referință	V_{REF}	fără sarcină	1,20	1,50	1,80	V
Variația tensiunii de referință cu tensiunea de alimentare	ΔV_{REF}	$V_{CC} = +6...+15\text{ V}$	-3	0	+3	mV
		$V_{CC} = +4...+18\text{ V}$ fără sarcină	-15	0	+15	mV
Coeficientul de temperatură al tensiunii de referință	$\frac{\Delta V_{REF}}{\Delta t(V_j)}$	fără sarcină	-0,7	0	+0,7	mV/°C
Curentul de alimentare	I_{CC}	fără sarcină (Nota 1)	4	8	12	mA
Curentul de intrare	I_{IB}	fără sarcină		4		μA
Tensiunea de saturație a tranzistorului de ieșire	V_{CEsat}	$I_o = 0,2\text{ A}$		0,15	0,45	V
		$I_o = 0,8\text{ A}$		1	1,35	V
Curentul de pornire motor	I_o	$V_{CC} = +3,8\text{ V}$ $R_{MOT} = 10\ \Omega$	0,3			A
		$V_{CC} = 12\text{ V}$ $R_{MOT} = 10\ \Omega$	0,7	0,85		A
Variația relativă a vitezei de rotație cu sarcina	$(\Delta\omega/\omega)_{I_o}$	$I_o = 100\text{ mA}...$... 200 mA		0,6		%
Variația relativă a vitezei de rotație cu tensiunea de alimentare	$(\Delta\omega/\omega)_{V_{CC}}$	$\Delta V_{CC}/V_{CC} = \pm 33\%$ $I_o = 50\text{ mA}$		$\pm 0,3$	$\pm 0,6$	%

Nota 1. Curentul consumat de circuit în prezența sarcinii exterioare se calculează cu relația
 $I_{CC} = 8\text{ mA} + I_o/80$.

CARACTERISTICI TERMICE

Rezistența termică joncțiune-ambiant	$R_{th, j-a}$	100°C/W
Rezistență termică joncțiune capsulă (Nota 2)	$R_{th, j-c}$	35°C/W

Nota 2. Temperatura capsulei se consideră drept temperatura punctelor de fixare pe un radiator infinit.

5.3.2. Măsurători la fabricant

Măsurarea parametrilor electrici prezentați în *Tablul 5.1* se face cu ajutorul unui sistem automat de testare. Schema electrică de principiu a plăcii de testare este prezentată în figura 5.5. Configurația de măsură, specifică fiecărui parametru, se face prin comanda corespunzătoare a comutatoarelor K_1 , K_2 și K_3 și aplicarea tensiunilor sau curenților doriți.

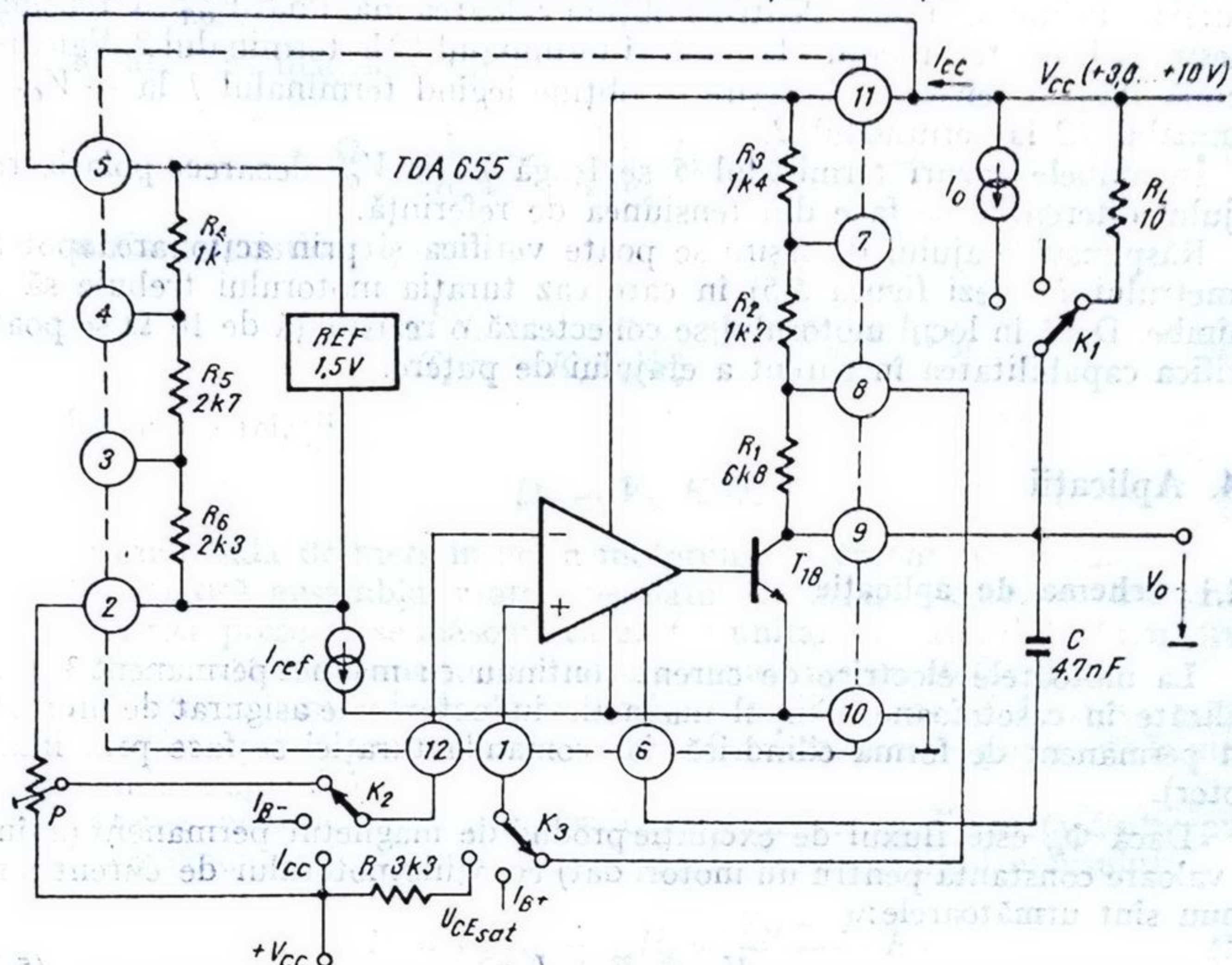


Fig. 5.5. Schema electrică de principiu pentru testarea circuitului $\beta TDA 655$.

Testarea circuitului integrat în frecvență nu se justifică, întrucât el funcționează în aplicații la frecvențe joase, avînd conectat între terminalul de compensare 6 — baza tranzistorului Q_{16} — și terminalul de ieșire 9 — colectorul tranzistorului Q_{18} (vezi figura 5.2) — o capacitate de 4,7 nF care este multiplicată prin efect Miller. Această observație este întru totul justificată dacă luăm în considerație inerția mecanică a ansamblului cinematic din casetofon (motor-curea-volant).

5.3.3. Măsurători la utilizator

În majoritatea cazurilor utilizatorul verifică funcțional circuitul integrat, în schema de aplicație aleasă. Această remarcă este îndreptățită în special în cazul în care dorim să știm dacă circuitul integrat $\beta TDA 655$ dintr-un casetofon este defect sau nu.

Cu ajutorul schemei de măsură din figura 5.5 se pot efectua următoarele măsurători:

● în poziția „STOP” — etajul de ieșire blocat — se poate măsura curentul de alimentare care trebuie să fie în gama 4 ... 12 mA;

● între terminalul 5 și 2 se măsoară tensiunea de referință, a cărei valoare este cuprinsă între 1,2 ... 1,8 V;

● verificarea etajului comparator și a etajului de ieșire se face măsurând excursia tensiunii de ieșire. Pentru a obține valoarea maximă, V_{OH} , a tensiunii de ieșire se leagă terminalul 7 la masă și terminalul 12 la terminalul 2. Valoarea minimă, V_{OL} , a tensiunii de ieșire se obține legând terminalul 7 la $+V_{CC}$ și terminalul 12 la terminalul 2.

În ambele cazuri terminalul 5 se leagă la $+V_{CC}$ deoarece polarizarea etajului diferențial se face din tensiunea de referință.

Răspunsul etajului de ieșire se poate verifica și prin acționarea potențiometrului P (vezi figura 5.5) în care caz turația motorului trebuie să se schimbe. Dacă în locul motorului se conectează o rezistență de 10 Ω se poate verifica capabilitatea în curent a etajului de putere.

5.4. Aplicații

5.4.1. Schema de aplicație

La motoarele electrice de curent continuu cu magnet permanent 3, 4, 5, utilizate în casetofoane, câmpul magnetic inductor este asigurat de un magnet permanent de formă cilindrică, iar comanda turației se face prin indus (rotor).

Dacă Φ_e este fluxul de excitație produs de magnetul permanent (având o valoare constantă pentru un motor dat) ecuațiile motorului de curent continuu sînt următoarele:

$$V_M = E + I_M r_M, \quad (5.1)$$

$$E = K_e \Phi_e \Omega, \quad (5.2)$$

$$M = K_M \Phi_e I_M, \quad (5.3)$$

unde s-a notat:

V_M — tensiunea continuă la bornele motorului de c.c.,

E — tensiunea contra electromotoare (t.c.e.m.),

r_M — rezistența electrică a indusului (a bobinajului și contactelor la perii),

K_e — constanta electrică a motorului,

K_M — constanta mecanică a motorului,

I_M — curentul prin indus,

Ω — turația,

M — cuplul motor.

Observație. Constantele electrice și mecanice ale motorului de c.c. sînt definite de relațiile $K_e = \frac{pN}{30a}$ și $K_M = \frac{pN}{a\pi}$ în care $2a$ reprezintă numărul căilor de curent (a perechi), p — numărul de perechi de poli și N numărul de spire rotorice.

Din relațiile 5.1, 5.2 și 5.3 rezultă expresiile caracteristicilor de funcționare ale motorului.

● Caracteristica de turație

$$\Omega = \frac{V_M}{K_e \Phi_e} - \frac{r_M}{K_e \Phi_e} I_M = \Omega_0 - \Delta\Omega \quad (5.4)$$

● Caracteristica mecanică

$$\Omega = \frac{V_M}{K_e \Phi_e} - \frac{r_M}{K_e K_M \Phi_e^2} M = \Omega_0 - \Delta\Omega_M \quad (5.5)$$

În aceste relații

$$\Omega_0 = V_M / K_e \Phi_e \quad (5.6)$$

este viteza ideală de mers în gol a motorului de curent continuu.

În practică ansamblul motor, regulator de turație, curea de transmisie, volant și rola presoare se măsoară ca un tot unitar cu ajutorul fluctuometrului și caracterizează performanțele electromecanice ale casetofonului.

Proiectarea lanțului cinematic trebuie realizată astfel încît să asigure o funcționare optimă caracterizată de transferul maxim de putere de la motor spre banda magnetică.

Puterea mecanică utilă a indusului se definește ca diferența dintre puterea de comandă aplicată indusului și pierderile în circuitul indusului:

$$P = V_M I_M - r_M I_M^2 = \frac{V_M - E}{r_M} E. \quad (5.7)$$

Înlocuind în relația 5.7 t.c.e.m. definită în relația 5.2 și ținînd cont de 5.6 se obține

$$P = (\Omega_0 - \Omega) \Omega \frac{K_e^2 \Phi_e^2}{r_M}. \quad (5.8)$$

Maximumul puterii utile se obține pentru o turație Ω_{max} a cărei valoare rezultă din rezolvarea ecuației $dP/d\Omega = 0$:

$$\Omega_{max} = \Omega_0 / 2. \quad (5.9)$$

Înlocuind rezultatul din relația 5.9 în 5.8 se găsește că

$$P_{max} = \frac{1}{4} \frac{V_M^2}{r_M}. \quad (5.10)$$

Exemplu de calcul

Schema mecanică de principiu a unui casetofon este prezentată în figura 5.6. În figură sunt indicate și valorile care corespund acestui exemplu de calcul.

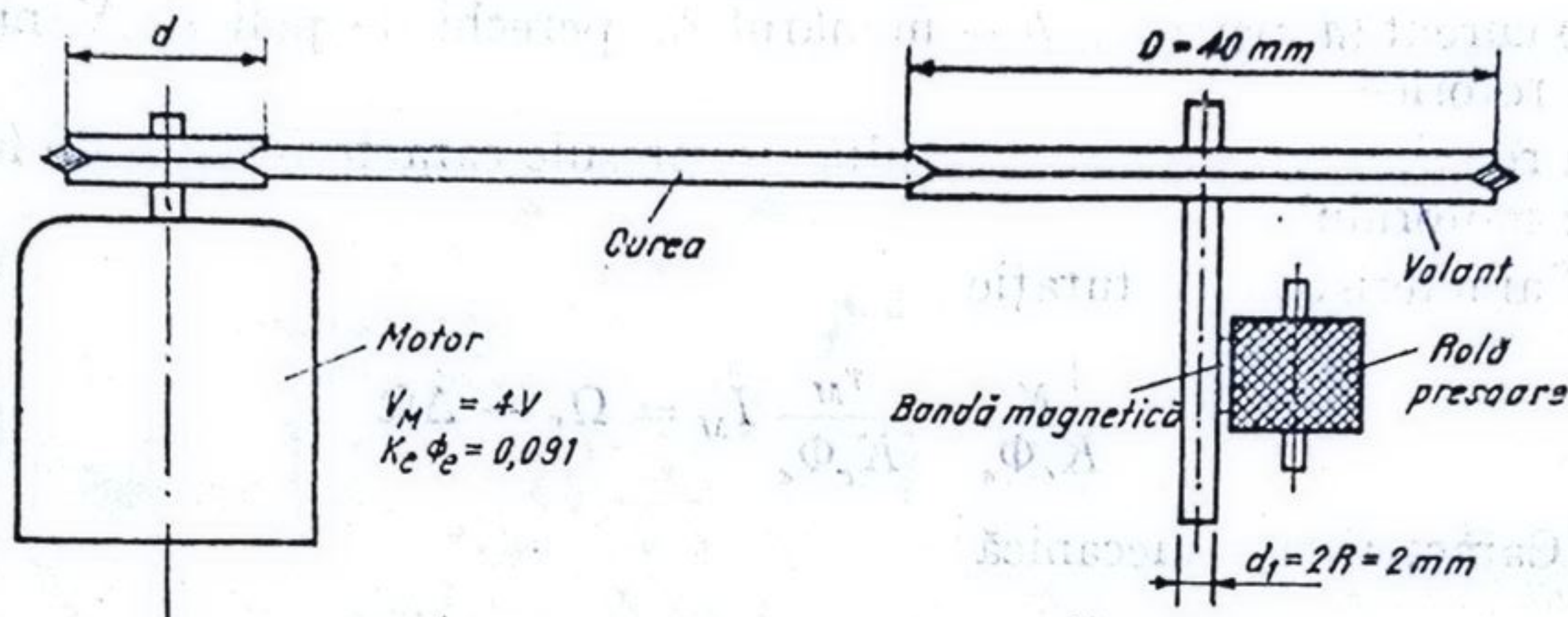


Fig. 5.6. Schema de principiu a mecanicii de casetofon.

Mișcarea de rotație a motorului este transmisă volantului prin intermediul curelei.

Banda magnetică este presată de rola presoare către axul volantului și mișcarea de rotație a axului volantului este transformată în mișcare de translație a benzii magnetice. Sistemul trebuie să asigure mișcarea benzii cu viteză constantă prin fața capului de înregistrare-redare.

Viteza benzii magnetice la un casetofon este de 1 1/7 inch/s sau

$$v = 2,54 \times 1 \frac{1}{7} \text{ cm/s} = 4,76 \text{ cm/s.}$$

Valoarea turăției volantului, v , rezultă direct

$$v = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{v}{2\pi R} = \frac{v}{\pi d_1} = \frac{4,76}{\pi \times 0,2} = 7,57 \text{ rotații/s.}$$

Viteza ideală de mers în gol a motorului este

$$\Omega_0 = \frac{V_M}{K_e \Phi_e} = \frac{4}{0,091} \text{ rotații/s} \approx 43,956 \text{ rotații/s}$$

deci (vezi relația 5.9)

$$\Omega_{max} \approx 22 \text{ rotații/s.}$$

Raportul de transmisie motor-volant este

$$\frac{D}{d} = \frac{\Omega}{v} = \frac{22}{7,57} = 2,9$$

deci

$$d = \frac{40}{2,9} \text{ mm} = 13,7 \text{ mm.}$$

În practică trebuie să se țină cont și de alunecarea curelei pe rola motor și volant. Totuși, chiar dacă turația reală nu este riguros egală cu turația calculată pentru P_{max} se poate considera că motorul lucrează în condiții optime de putere mecanică utilă maximă, deoarece curba de variație a puterii utile în funcție de turație în jurul valorii P_{max} este suficient de plată pentru variații mici ale vitezei de rotație.

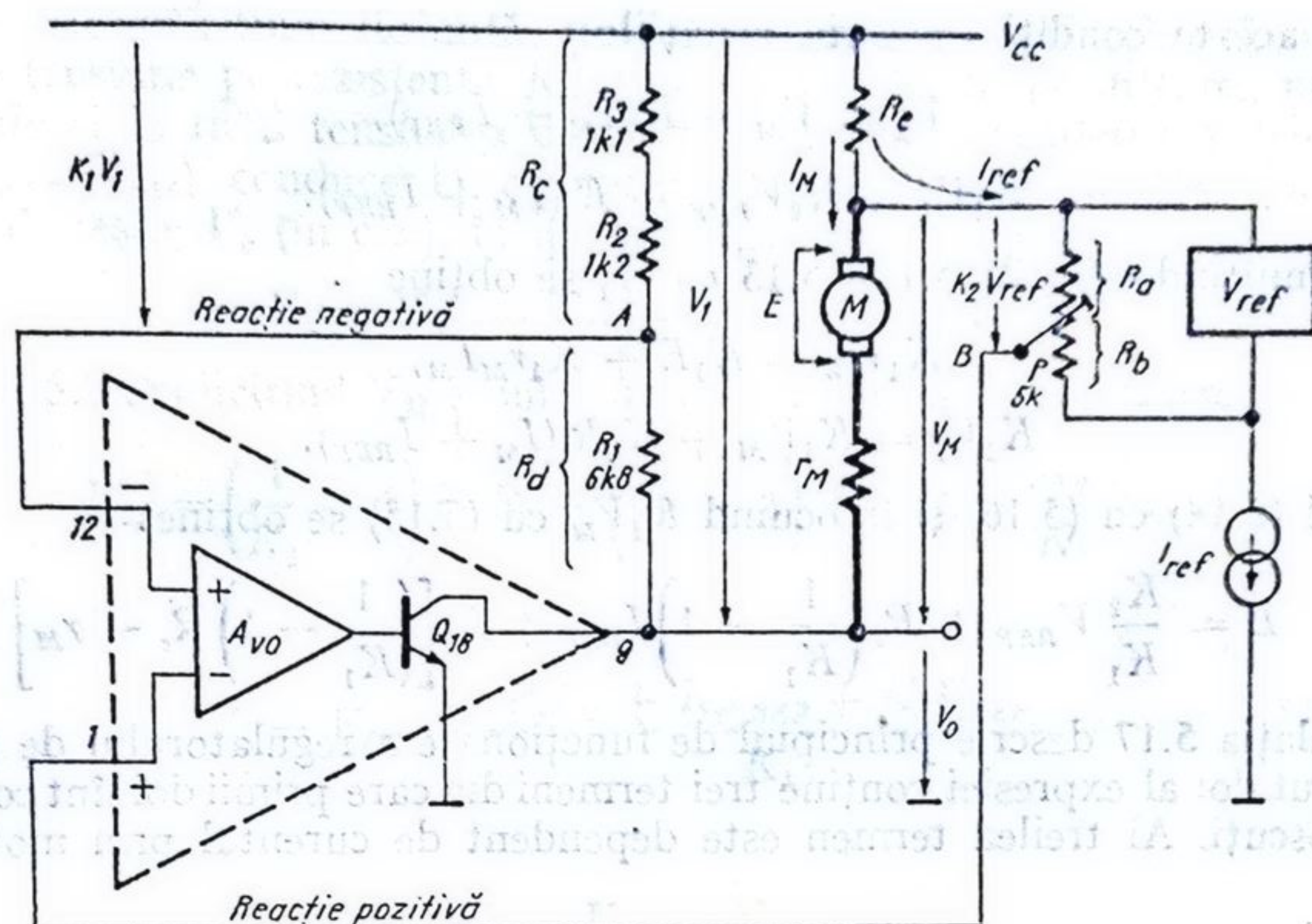


Fig. 5.7. Schema de principiu a aplicației cu regulatorul de turație BTDA 655.

Examinând relațiile 5.1, 5.2 și 5.3 se constată că dacă tensiunea V_M la bornele motorului este menținută constantă și cuplul motor variază (din cauza sarcinii), atunci curentul prin motor variază proporțional cu cuplul (relația 5.3). Cum am presupus $V_M = \text{constant}$, atunci t.c.e.m., E , variază iar conform relației 5.1 se deduce că turația, Ω , variază și ea. În concluzie: alimentarea motorului cu tensiune constantă nu stabilizează turația motorului la variația cuplului motor, variație care apare în mod natural în funcționarea casetofonului la antrenarea benzii magnetice în casetă. Dacă printr-o metodă carecare în relația 5.1.

$$E = V_M - r_M I_M$$

t.c.e.m. este menținută constantă, atunci și turația motorului este constantă.

Referindu-ne la figura 5.7 se fac următoarele ipoteze și notații:

- amplificarea cu buclă deschisă a amplificatorului de eroare, A_{vo} este suficient de mare astfel că în calcule eroarea introdusă de valoarea finită a amplificării este neglijabilă;

- notăm:

$$K_1 = \frac{R_c}{R_c + R_a}, \quad (5.11)$$

$$K_2 = \frac{R_a}{R_a + R_b}, \quad (5.12)$$

R_e — rezistența exterioară circuitului care are rolul de a citi curentul care trece prin motor,

r_M — rezistența electrică a motorului;

În aceste condiții se scriu ecuațiile:

$$V_1 = V_M + R_e(I_M + I_{REF}), \quad (5.13)$$

$$K_1 V_1 = K_2 V_{REF} + R_e(I_M + I_{REF}). \quad (5.14)$$

Înmulțind relațiile 5.1 și 5.13 cu K_1 se obține

$$K_1 V_M = K_1 E + K_1 r_M I_M, \quad (5.15)$$

$$K_1 V_1 = K_1 V_M + K_1 R_e(I_M + I_{REF}). \quad (5.16)$$

Egalînd (5.14) cu (5.16) și înlocuind $K_1 V_M$ cu (5.15) se obține:

$$E = \frac{K_2}{K_1} V_{REF} + R_e \left(\frac{1}{K_1} - 1 \right) I_{REF} + I_M \left[\left(\frac{1}{K_1} - 1 \right) R_e + r_M \right] \quad (5.17)$$

Relația 5.17 descrie principiul de funcționare a regulatorului de turație. Membrul doi al expresiei conține trei termeni din care primii doi sînt constanți și cunoscuți. Al treilea termen este dependent de curentul prin motor, I_M . Dacă

$$\left(\frac{1}{K_1} - 1 \right) R_e + r_M = 0 \quad (5.18)$$

atunci t.c.e.m. (E) — respectiv expresia 5.17 — devine independentă de curentul prin motor deci

$$E = \text{constant}$$

ceea ce implică și

$$\Omega = \text{constant}$$

deoarece

$$E = \frac{K_2}{K_1} V_{REF} + r_M I_{REF} = K_e \Phi_e \Omega = \text{constant}. \quad (5.19)$$

În concluzie, pentru un motor dat (r_M cunoscut) și o configurație a schemei de aplicație cunoscută ($K_1, K_2, V_{REF}, I_{REF}$) alegînd rezistența exterioară egală cu

$$R_e = \frac{K_1}{1 - K_1} r_M \quad (5.20)$$

turația motorului este constantă.

Să observăm că sistemul format din circuitul integrat ̢TDA 655, motor și rezistență exterioară, R_e (vezi figura 5.7) conține o buclă de reacție negativă de tensiune și o buclă de reacție pozitivă. Între ramura ce cuprinde rezistențele R_1, R_2, R_3 — nodul A și intrarea inversoare (amplificatorul reprezentat cu linie întreruptă) se închide bucla de reacție negativă. Între punctul B, ce corespunde cursorului potențiometrului P și intrarea neinversoare a amplificatorului (linie întreruptă) se închide bucla de reacție pozitivă. Într-adevăr urmărind numai această buclă de reacție, dacă presupunem că I_M crește, ten-

siunea de referință fiind flotantă, potențialul punctului B coboară datorită căderii de tensiune pe rezistența R_e . Tensiunea aplicată pe intrarea neînversoare scade și în final tensiunea de ieșire, V_o , scade. Scăderea tensiunii de ieșire ($V_o = V_{ce18}$) conduce la creșterea curentului prin motor. Expresia tensiunii de ieșire V_o (în c.c.), în ipoteza A_{vo} mare, se scrie:

$$V_o = V_{cc} - V_M - R_e(I_M + I_{REF})$$

din relația 5.1 explicitînd V_M și înlocuind E cu relația 5.17 obținem:

$$V_M = \left(\frac{1}{K_1} - 1\right) I_M R_e + \left(\frac{1}{K_1} - 1\right) I_{REF} R_e + \frac{K_2}{K_1} V_{REF} \quad (5.21)$$

atunci

$$V_o = V_{cc} - \frac{R_e I_M + R_e I_{REF} + K_2 V_{REF}}{K_1} \quad (5.22)$$

și

$$V_1 = V_{cc} - V_o$$

$$V_1 = \frac{R_e I_M + R_e I_{REF} + K_2 V_{REF}}{K_1} \quad (5.23)$$

Observăm că tensiunea la bornele motorului, V_M și tensiunea V_1 (vezi figura 5.7) nu depinde de valoarea tensiunii de alimentare, V_{cc} . Variațiile tensiunii de alimentare sînt preluate de tranzistorul Q_{18} — prin modificarea tensiunii colector-emitor (vezi relația 5.22).

5.4.2. Stabilitatea schemei de aplicație

În relațiile 5.17, 5.21, 5.22 și 5.23 variabila este curentul prin motor.

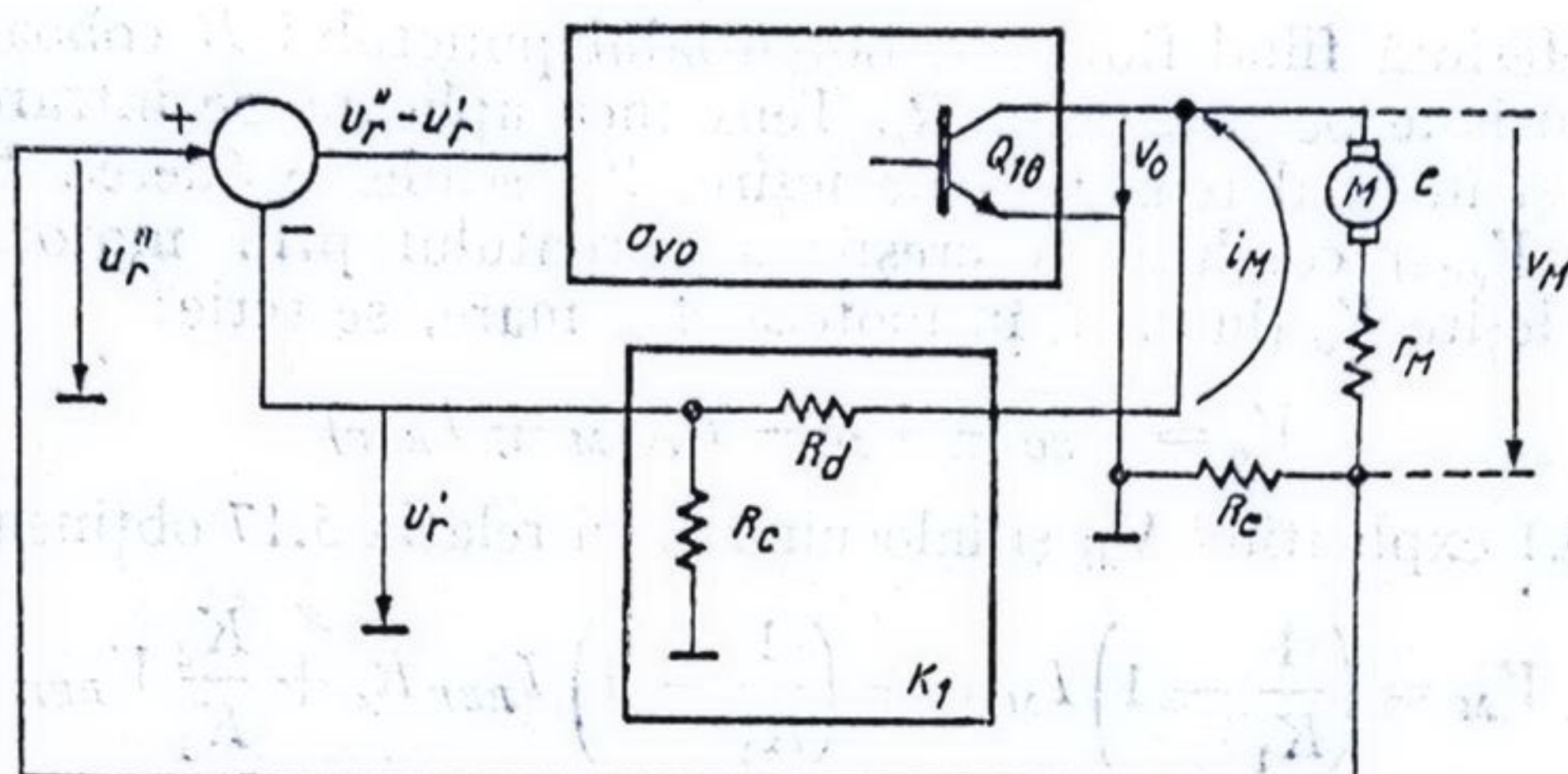
Considerînd schema echivalentă în c.a. a aplicației prezentate în figura 5.7 se determină condiția de stabilitate a sistemului motor-circuit regulator de turație. Această condiție de stabilitate se impune a fi cunoscută deoarece sistemul este realizat cu o buclă de reacție negativă și o buclă de reacție pozitivă.

Schema echivalentă în curent alternativ⁶ a aplicației cu $\beta TDA 655$ este prezentată în figura 5.8.

Reacția de tensiune de la ieșire prin divizorul R_d, R_e aplică pe intrarea înversoare o tensiune notată cu u' , proporțională cu tensiunea v_o .

Reacția în curent apare prin intermediul căderii de tensiune pe rezistența R_e ($R_e < r_M$) parcursă de curentul i_M ce trece prin motor, notată cu u'' , care se aplică pe intrarea neînversoare.

Ne interesează să găsim o relație între variația t.c.e.m., e , și variația curentului prin motor, i_M , provocată de sarcina motorului (variația cuplului motor) și deoarece există și o reacție pozitivă să obținem condiția de stabilitate a sistemului.

Fig. 5.8. Schema echivalentă în c.a. a aplicației cu β TDA 655.

Prin operații algebrice simple din relațiile

$$u_r' = \frac{R_c}{R_c + R_d} v_o = K_1(v_M + u_r'') \quad (5.24)$$

$$u_r'' = R_e i_m \quad (5.25)$$

$$v_M = r_M i_M + e = \frac{r_M}{R_e} u_r'' + e = \left(\frac{1}{\beta} - 1 \right) u_r'' + e \quad (5.26)$$

unde s-a notat

$$\beta = \frac{R_e}{R_e + r_M}$$

factorul de reacție în curent, se găsește că

$$e = \frac{a_{v0} \left(1 - \frac{K_1}{\beta} \right) - \frac{1}{\beta}}{1 + K_1 a_{v0}} R_e i_m \quad (5.27)$$

Presupunând a_{v0} suficient de mare relația 5.27 devine

$$e = \frac{1 - K_1/\beta}{K_1} R_e i_m. \quad (5.28)$$

Expresia 5.28 ne dă relația dintre variațiile curentului prin motor (cuplu) și variațiile t.c.e.m. Cum t.c.e.m. este legată de turație prin relația 5.2 rezultă legătura directă dintre variațiile curentului prin motor și variațiile de turație a motorului. În funcție de semnul coeficientului lui i_M și sensul de variație a curentului prin motor — de creștere sau scădere față de valoarea de regim — se disting cinci cazuri:

(1) t.c.e.m. este independentă de variația curentului prin motor (situație optimă), $E = \text{const}$, deci

$$e = 0$$

sau

$$1 - \frac{K_1}{\beta} = 0$$

care se rescrie astfel

$$R_e = \frac{K_1}{1 - K_1} r_M = \frac{R_0}{R_d} r_M$$

Se observă că această relație este identică cu relația 5.20,

(2) — (5) Celelalte patru cazuri sînt următoarele

	$1 - K_1/\beta > 0$ $R_d > r_M R_0/R_d$		$1 - K_1/\beta < 0$ $R_d < r_M R_0/R_d$	
	(2)	(3)	(4)	(5)
curentul prin motor	↑	↓	↑	↓
t.c.e.m.	↑	↓	↓	↑
turația	↑	↓	↓	↑
	INSTABIL	INSTABIL	STABIL	STABIL

Dacă sistemul lucrează în condițiile care corespund cazurilor 2 și 3 el este instabil (oscilează) deoarece la creșterea curentului prin motor, respectiv scăderea curentului față de regimul staționar turația crește, respectiv scade. Dacă sistemul funcționează în condițiile care corespund cazurilor 4 și 5 sistemul este stabil, deoarece le tinde să compenseze scăderea respectiv creșterea turației motorului.

În concluzie condiția de stabilitate este

$$1 - \frac{K_1}{\beta} \leq 0$$

sau

$$K_1 \geq \beta \quad (5.29)$$

a cărei interpretare fizică este directă: reacția negativă (K_1) trebuie să fie mai puternică decît reacția pozitivă.În continuare să determinăm lucrînd pe un exemplu concret variația relativă a turației în funcție de variația relativă a valorii rezistenței R_e .Vom presupune un motor de casetofon care funcționează în bucla de reglaj a circuitului $\beta TDA655$, caracterizată de $V_{REF} = 1,5$ V, $K_2 = 0,5$, $K_1 = 0,276$ ($R_e + R_d = 9,4$ k Ω , $R_e = 2,6$ k Ω), $r_M = 10$ Ω , $I_{M0} = 100$ mA, $I_{REF} = 6$ mA.Valoarea rezistenței R_d se calculează cu 5.20:

$$R_d = \frac{2,6}{9,4 - 2,6} 10 \Omega = 3,82 \Omega.$$

Deoarece

$$\frac{\Delta E}{E_0} = \frac{\Delta \Omega}{\Omega_0}$$

ținând cont de (5.17) și (5.20) se obține

$$\frac{\Delta \Omega}{\Omega_0} = \frac{r_M(I_{REF} + I_{M0})}{\frac{K_2}{K_1} V_{REF} + r_M I_{REF}} \frac{\Delta R_e}{R_e}$$

Înlocuind valorile numerice rezultă

$$\frac{\Delta \Omega}{\Omega_0} = 0,38 \frac{\Delta R_e}{R_e}$$

Acceptînd pentru rezistența R_e o toleranță de 5% se obține o variație a turației (deci și a vitezei de deplasare a benzii prin fața capului casetofonului) de 1,9% valoare absolut acceptabilă.

5.4.3. Reglajul turației

Viteza liniară a benzii magnetice prin fața capului de redare/înregistrare este standardizată pentru casetofoane⁷ la valoarea de 4,76 cm/s. Din cauza dispersiei tehnologice de fabricare a motoarelor de c.c., a componentelor electronice ce formează regulatorul electronic de turație și a elementelor mecanice (role, curea, volant) se impune existența unui element de reglaj care să permită obținerea vitezei dorite. În aplicațiile cu circuitul integrat ̢TD.4655 reglajul se face cu ajutorul unui potențiometru, P , de 5 k̢ (vezi figura 5.7). El se leagă în paralel cu tensiunea de referință între terminalele 2-3-4-5, în funcție de valoarea t.c.e.m., E (vezi relația 5.19) și mărimile K_1 (relația 5.11) și K_2 (relația 5.12). Pentru circuitul integrat ̢TDA655, rezistența din colectorul tranzistorului de ieșire, Q_{18} , a fost împărțită în trei:

$$R_1 = 6,8 \text{ k̢},$$

$$R_2 = 1,2 \text{ k̢},$$

$$R_3 = 1,4 \text{ k̢}.$$

Din punctul de vedere al reacției negative de tensiune (vezi figura 5.9), din șase combinații posibile, pentru aplicații se rețin următoarele:

• reacție între terminalele 8 și 12, în care caz:

$$K_1 = 0,2766$$

• reacție între terminalele 8 și 12, cu R_3 în scurtcircuit (terminalele 7 și 11 scurtcircuitate):

$$K_1 = 0,15$$

• reacție între terminalele 8 și 12, cu R_2 în scurtcircuit (terminalele 7 și 8 scurtcircuitate):

$$K_1 = 0,1707$$

Tensiunea de referință de 1,5 V este divizată cu rezistențele:

$$R_4 = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_5 = 2,7 \text{ k}\Omega$$

$$R_6 = 2,3 \text{ k}\Omega$$

Posibilitățile de legare a potențiometrului P , sînt prezentate în figura 5.9. Din variantele posibile, pentru aplicații se rețin:

● potențiometrul între terminalele 2 și 5. Atunci cînd cursorul potențiometrului se află la extremități:

$$R_a = 0; R_b \quad \text{deci} \quad K_2 = 0,$$

$$R_a; R_b = 0 \quad \text{deci} \quad K_2 = 1.$$

● potențiometrul între terminalele 3 și 4. În cazurile limită:

$$R_a = R_4 = 1 \text{ k}\Omega; R_b = 4,053 \text{ k}\Omega \text{ și } K_2 = 0,1979$$

$$R_a = 2,753 \text{ k}\Omega; R_b = R_6 = 2,3 \text{ k}\Omega \text{ și } K_2 = 0,5448$$

Dacă considerăm rezistența electrică a motorului de c.c., r_M , și curentul de referință, I_{REF} , cunoscute, fie de exemplu $r_M = 10 \Omega$ și $I_{REF} = 8 \text{ mA}$, atunci pentru alegerea configurației adecvate, în funcție de t.c.e.m. (E) se face apel la Tabelul 5.2.

Tabelul 5.2

t.c.e.m.	Potențiometrul între 2—5	Potențiometrul între 3—4	
E	$r_M I_{REF} < E < 5,423 \text{ V} + r_M I_{REF}$	$1,073 \text{ V} + r_M I_{REF} < E < 2,954 \text{ V} + r_M I_{REF}$	$R_c = r_M / 2,615$
	$r_M I_{REF} < E < 8,787 \text{ V} + r_M I_{REF}$	$1,734 \text{ V} + r_M I_{REF} < E < 4,787 \text{ V} + r_M I_{REF}$	$R_c = r_M / 4,857$ $R_2 = 0$
	$r_M I_{REF} < E < 10 + r_M I_{REF}$	$1,979 \text{ V} + r_M I_{REF} < E < 5,448 \text{ V} + r_M I_{REF}$	$R_c = r_M / 5,66$ $R_3 = 0$

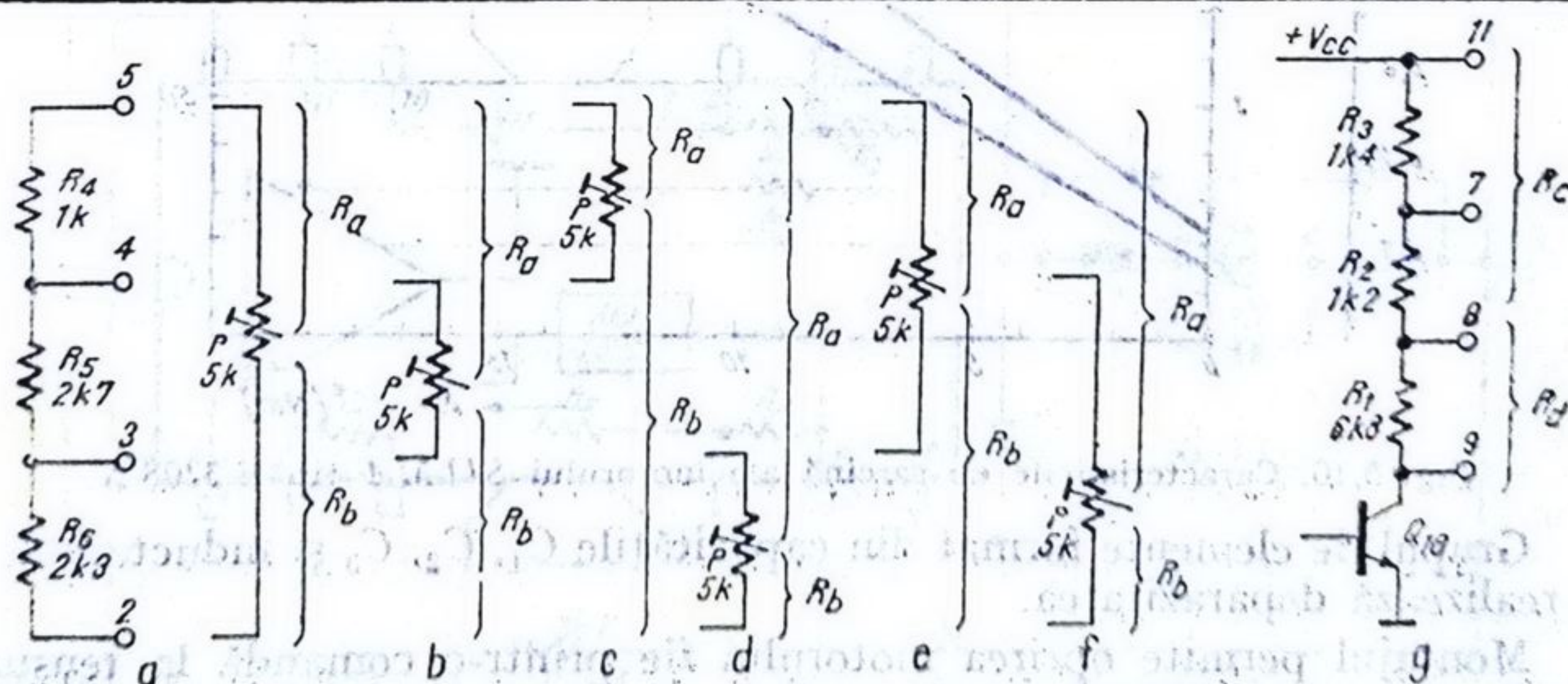


Fig. 5.9. (a) — (f) Variante de legare a potențiometrului de reglaj, (g) — semnificația rezistențelor R_c , R_d pentru etajul de ieșire.

5.4.4. Schema de aplicație

Circuitul integrat $\beta TDA 655$ oferă proiectantului de casetofoane o variantă rapidă și economică de soluționare a blocului electronic de reglare și menținere constantă a turației motorului de antrenare a benzii magnetice. Spre deosebire de circuitele integrate destinate acestui scop, încapsulate în capsule cu trei terminale (vezi paragraful 5.6), circuitul $\beta TDA 655$ permite alegerea configurației de regim în funcție de caracteristicile electro-mecanice ale motorului de c.c. folosit.

Pentru prezentarea aplicației tipice se alege motorul de c.c. cu magnet permanent fabricat de firma *SILMA* din R. P. Polonă, folosit în casetofoanele fabricate la noi în țară. Caracteristicile electrice și condițiile de funcționare pentru motorul *SILMA* tip E-3208 N sînt prezentate în Tabelul 5.3, iar caracteristicile de sarcină în figura 5.10.

Varianta prezentată în figura 5.11 s-a ales pentru

$$0,1 \text{ V} < E < 10 \text{ V};$$

în acest caz

$$R_e = \frac{r_M}{5,66} = \frac{10}{5,66} \Omega = 1,77 \Omega.$$

$$R_3 = \text{scurtcircuit}$$

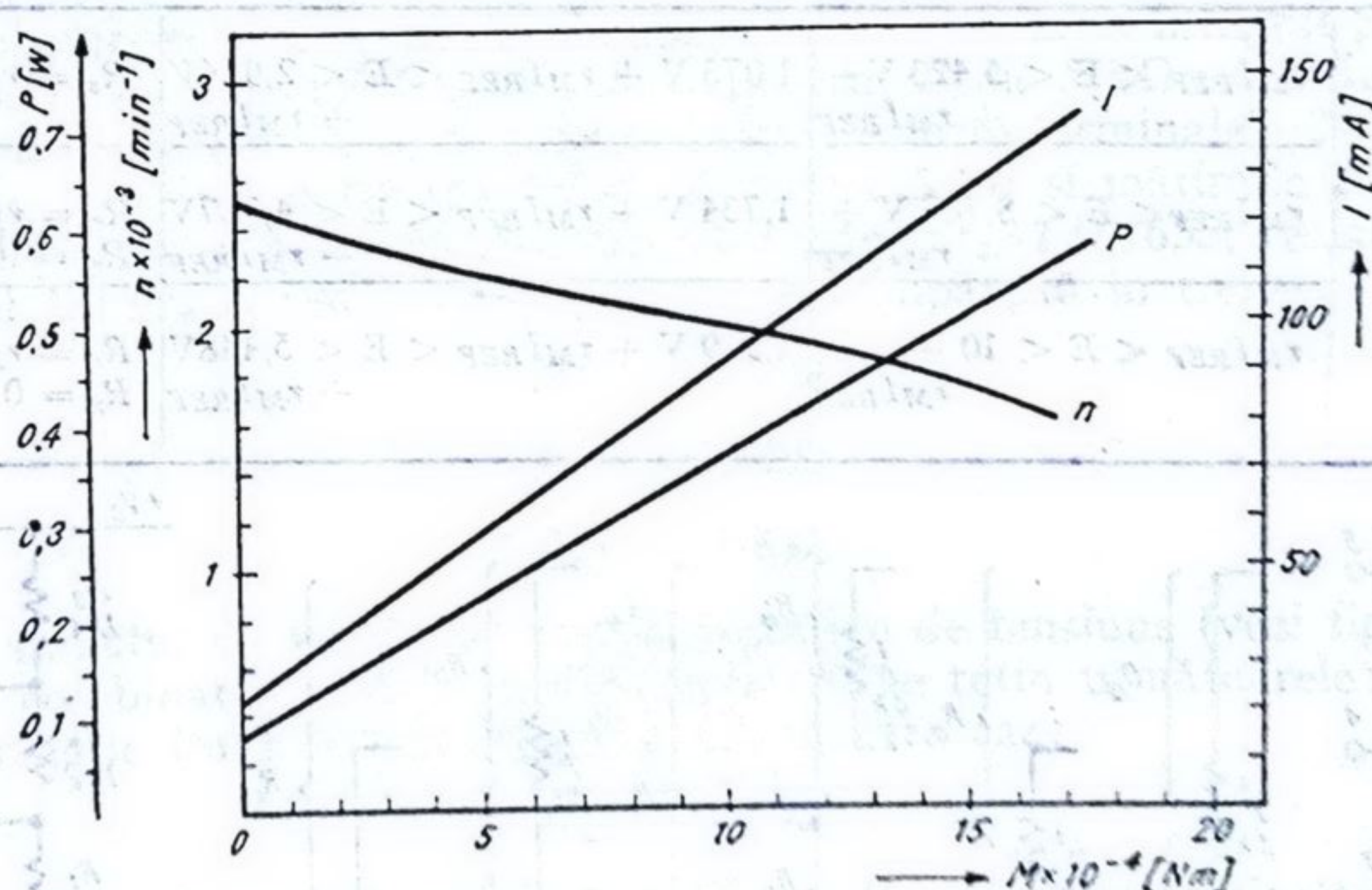


Fig. 5.10. Caracteristicile de sarcină ale motorului *SILMA* tip E 3208 N.

Grupul de elemente format din capacitățile C_1 , C_2 , C_3 și inductanțele L_1 , L_2 realizează deparazitarea.

Montajul permite oprirea motorului fie printr-o comandă la tensiunea de alimentare — STOP la $+V_{cc}$ — fie prin comandă la masă — STOP la masă — vezi figura 5.11.

Tabelul 5.3

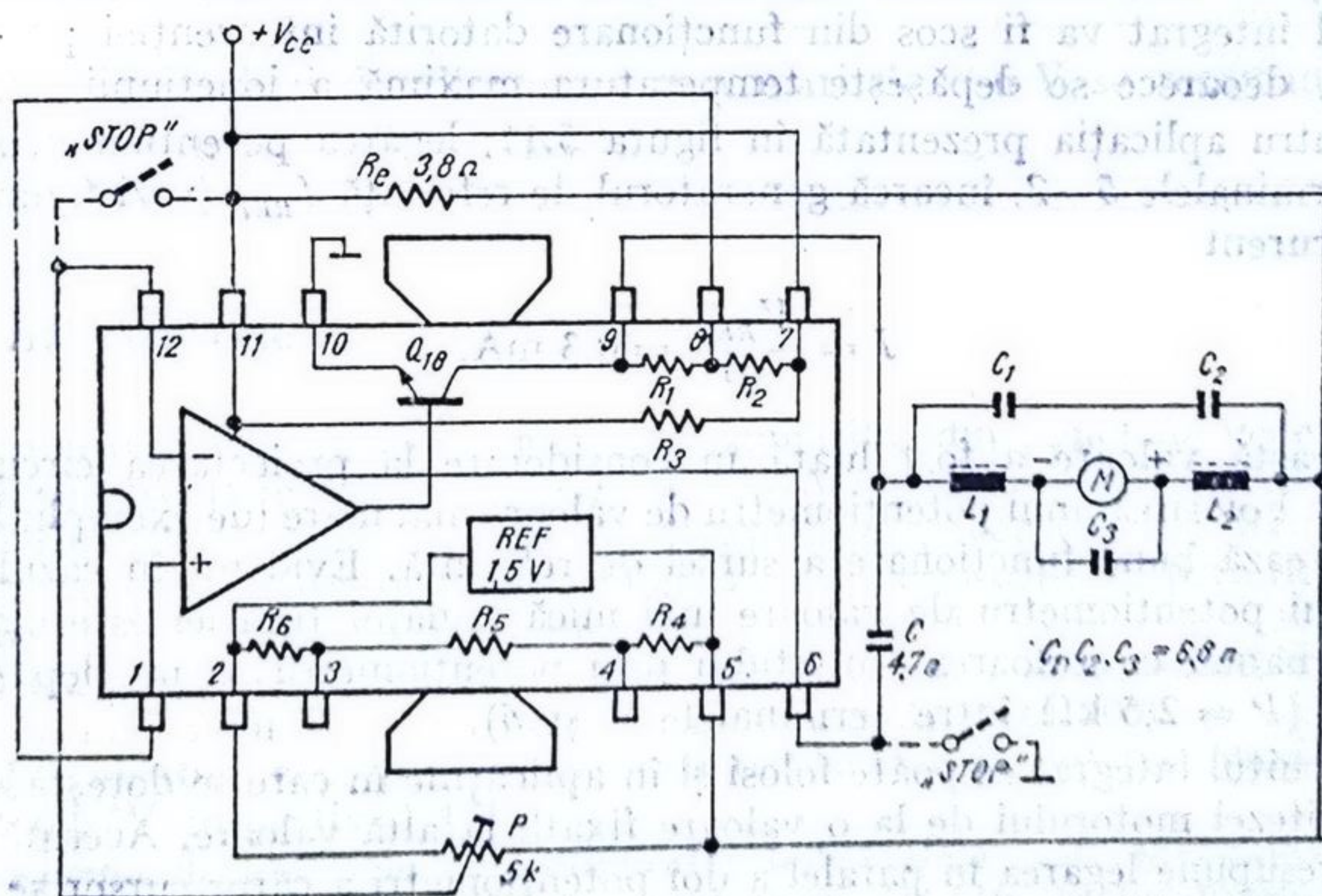
Caracteristicile motorului SILMA tip E — 3208 N

CONDIȚII DE FUNCȚIONARE

Temperatura ambiantă	+5°C ... +40°C
Mod de funcționare	continuu
Poziția de funcționare	arbitrară

CARACTERISTICI ELECTRICE

Parametrul	Valoare	Unități
Tensiunea nominală	4	V
Viteza de rotație	2000	min ⁻¹
Puterea absorbită	0,48	W
Puterea utilă	0,21	W
Curent absorbit (maxim)	120	mA
Cuplu normal	$0,981 \times 10^{-3}$	Nm
Cuplu de pornire	$2,94 \times 10^{-3}$	Nm
Tensiunea nominală în regim generator (E_{1000})	1,5	V
Sensul de rotație	orar	
Rezistență internă	10	Ω
Durată de funcționare	1000	ore
Clasa de izolație	E	
Tip de protecție	IP 10	
Greutate	60	g

Fig. 5.11. Schema de aplicație tipică cu $\beta TDA 655$.

Puterea disipată pe capsulă depinde de tensiunea de alimentare.

Curentul consumat de circuit

$$I_{cc0} = 8 + \frac{I_0}{80} \text{ mA} = 8 + \frac{120}{80} \text{ mA} = 9,5 \text{ mA}.$$

Tranzistorul de ieșire este parcurs de curentul (maxim) absorbit de motor (vezi Tabelul 5.3):

$$I_0 = 120 \text{ mA}$$

Puterea disipată în capsulă:

$$P_D = V_{cc} \cdot I_{cc0} + (V_{cc} - U_N) I_0$$

unde U_N este tensiunea nominală pe motor (vezi Tabelul 5.3)

$$U_N = 4 \text{ V}.$$

• Efectuînd calculele pentru

$$+ V_{cc} = 6 \text{ V rezultă } P_D = 297 \text{ mW},$$

$$+ V_{cc} = 9 \text{ V rezultă } P_D = 685,5 \text{ mV},$$

$$+ V_{cc} = 12 \text{ V rezultă } P_D = 1064 \text{ mW}.$$

Conform caracteristicilor prezentate în Tabelul 5.1, pentru alimentarea de 9 V și 12 V se recomandă folosirea unui radiator adecvat, în caz contrar circuitul integrat va fi scos din funcționare datorită intervenției protecției termice, deoarece se depășește temperatura maximă a joncțiunii.

Pentru aplicația prezentată în figura 5.11, legarea potențiometrului P între terminalele 5—2, încarcă generatorul de referință I_{REF} (vezi figura 5.1) cu un curent

$$I = \frac{V_{REF}}{P} = 0,3 \text{ mA}.$$

Această valoare a fost luată în considerare la proiectarea circuitului integrat. Folosirea unui potențiometru de valoare mai mare (de exemplu 10k Ω) nu afectează buna funcționare a sursei de referință. Evident, în cazul folosirii unui potențiometru de valoare mai mică reglajul turației este mai fin. Se recomandă ca valoarea curentului prin potențiometru să nu depășească 1,6 mA ($P = 2,5 \text{ k}\Omega$ între terminalele 2 și 5).

Circuitul integrat se poate folosi și în aplicațiile în care se dorește schimbarea vitezei motorului de la o valoare fixată la altă valoare. Această aplicație presupune legarea în paralel a doi potențimetri a căror cursor se leagă la terminalul 12 printr-un comutator.

5.5. De reținut pentru utilizare

Tensiunea de alimentare: $+3,8 \text{ V} \dots +18 \text{ V}$
 Curentul de ieșire (max): $1,8 \text{ A}$
 Referința este flotantă și are valoarea tipică de $1,5 \text{ V}$
 Protecția termică acționează la $T_j = +125^\circ\text{C}$

Alegerea montajului de aplicație în funcție de t.c.e.m. E :

Potențiometrul între 2—5	Potențiometrul între 3—4	
$0,1 \text{ V} < E < 5,5 \text{ V}$	$1,1 \text{ V} < E < 3 \text{ V}$	$R_e = r_M/2,6$
$0,1 \text{ V} < E < 8,8 \text{ V}$	$1,8 \text{ V} < E < 4,8 \text{ V}$	$R_e = r_M/4,8$ și $R_2 = 0$
$0,1 < E < 10 \text{ V}$	$2 \text{ V} < E < 5,5 \text{ V}$	$R_e = r_M/5,7$ și $R_3 = 0$

Inversarea polarizării (alimentării) duce la distrugerea circuitului.

Scurtcircuitarea terminalului 9 la V_{CC} (a sarcinei) distruge circuitul.

Pentru tensiuni de alimentare mai mari de $+6 \text{ V}$ se recomandă atașarea unui radiator extern.

5.6. Alte circuite

Circuitul integrat $\beta TDA 655$ este compatibil din punct de vedere funcțional cu circuitele $ESM 227$ și $ESM 227 N - SESCOSEM$ și $UL 1901 - UNITRA$ (R. P. Polonă). Schema de aplicație și configurația terminalelor pentru aceste circuite sînt date în figura 5.12. Terminalul 12 permite accesul la punctul notat cu T° (baza lui Q_8) din figura 5.2.

Variante ale circuitului $ESM 227$, fabricate tot la firma $SECOMSEM$ în capsula $TABS$ cu 8(10) terminale, sînt circuitele $TDA 1040$ și $TDA 1041$. Ele sînt identice constructiv, diferențierea se face la puterea maximă disipată: $0,9 \text{ W}$ respectiv $1,4 \text{ W}$.

Schema de aplicație și configurația terminalelor este prezentată în figura 5.13. Varianta $TDA 1041$ încapsulată în $TO 116$ are tensiunea de referință cuprinsă între $0,7 \text{ V}$ și $1,15 \text{ V}^{11}$.

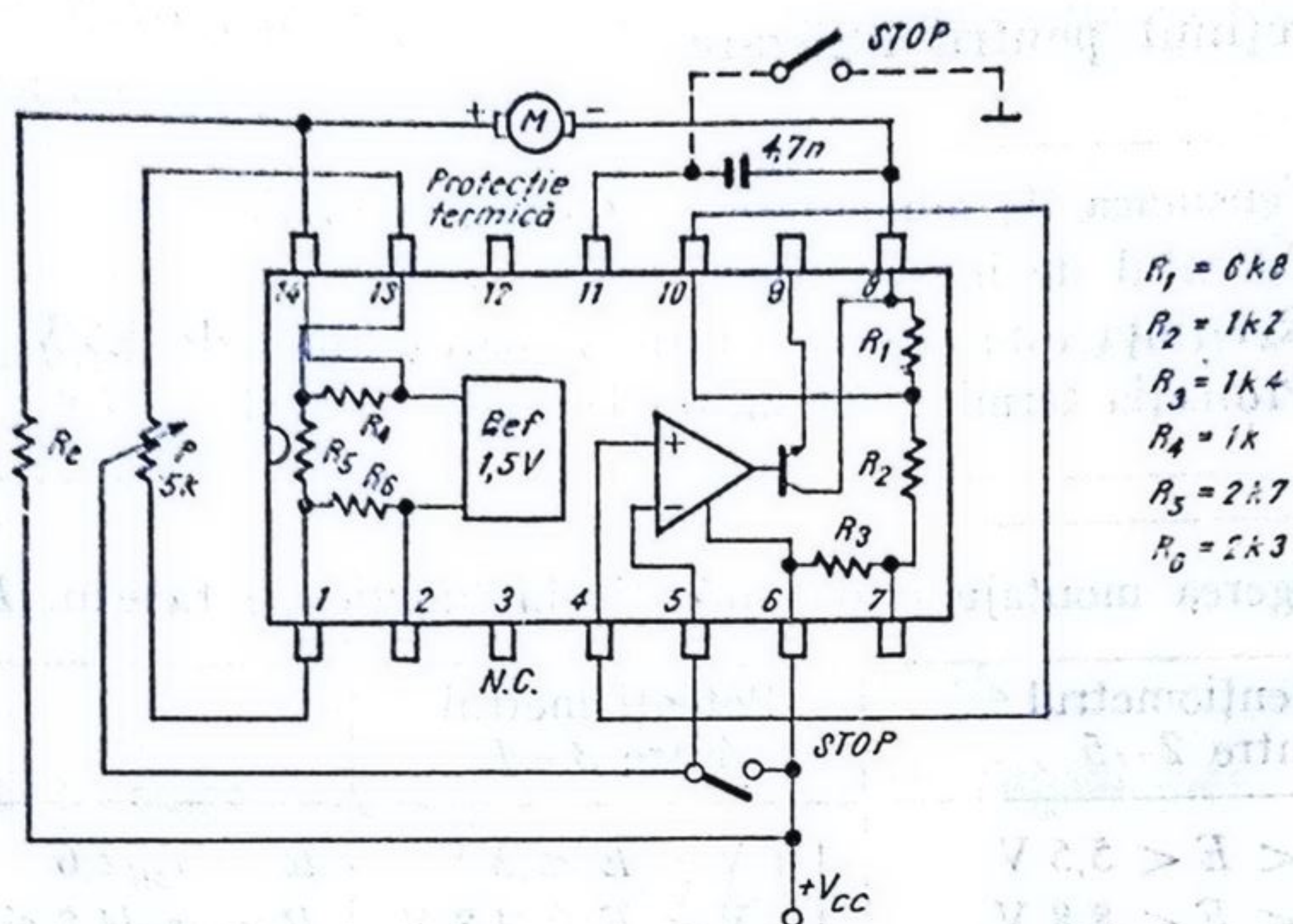


Fig. 5.12. Schema de aplicație cu ESM 227 sau UL 1901.

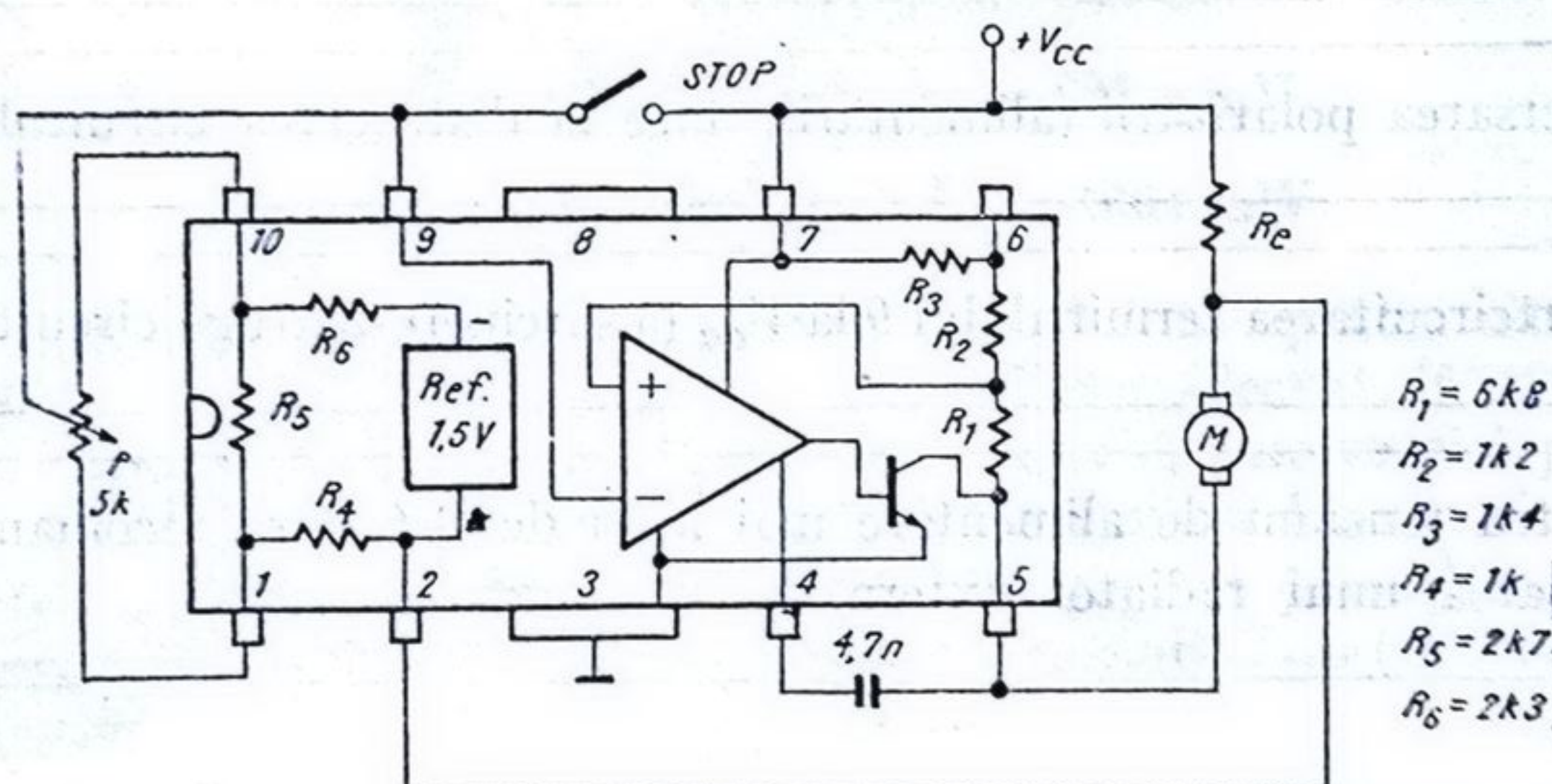


Fig. 5.13. Schema de aplicație cu TDA 1040/TDA 1041.

Circuitul integrat TCA 900/TCA 910 este un regulator de turație în capsulă TO 126 (cu trei terminale). Schema de aplicație este prezentată în figura 5.14. El este fabricat de SESCOSEM și SGS-ATES.

Principiul de funcționare a regulatorului de turație TCA 900/910 se bazează pe relațiile 5.1, 5.2, 5.3. Am văzut că dacă motorul de c.c. se alimentează de la o sursă de tensiune constantă, variațiile de cuplu motor conduc la variații ale vitezei de rotație a motorului care nu sînt compensate de regulatorul de tensiune.

Dacă regulatorul de tensiune are următoarele caracteristici:

- tensiunea de ieșire egală cu t.c.e.m.;

$$E_0 = E \quad (5.30)$$

Valoarea tipică a curentului de alimentare este de 1,7 mA la un curent prin sarcină de 0,1 mA.

Rezistența R_e se calculează cu relația

$$R_e \leq K r_M$$

Pentru coeficientul K se consideră valoarea tipică

$$K = 20 (K \text{ min} = 18; K \text{ max} = 22)$$

În aplicație, dacă între terminalele 1 și 2 (V_{REF}) apar oscilații se recomandă conectarea unei capacități de 10 nF.

Un circuit funcțional identic cu TDA 1151, este fabricat de THOMSON-EFCIS în capsula MINIDIP sub codul TDA 1154. Principiul de funcționare este prezentat în figura 5.18 iar schema de aplicație în figura 5.19.

Tensiunea de referință se măsoară între terminalele 5-8 avînd o valoare tipică $V_{REF} = 1,2 \text{ V}$

Curentul consumat de circuit este dat de relația

$$I_5 = I_{cc} + \frac{I_8}{K}$$

unde:

I_8 este curentul ce intră în terminalul 8

$$I_{cc} = 1,2 \text{ mA}$$

$$K = 20 \text{ (tipic)}$$

$$I_8 = I_M + \frac{V_{REF}}{P}$$

$$V_M = E + r_M I_M = R_e \left(I_5 + \frac{V_{REF}}{P} \right) + V_{REF}$$

înlocuind, obținem:

$$E = I_M \left(\frac{R_e}{K} - r_M \right) + V_{REF} \left[\frac{R_e}{P} \left(1 + \frac{1}{K} \right) + 1 \right] + R_e I_{cc}$$

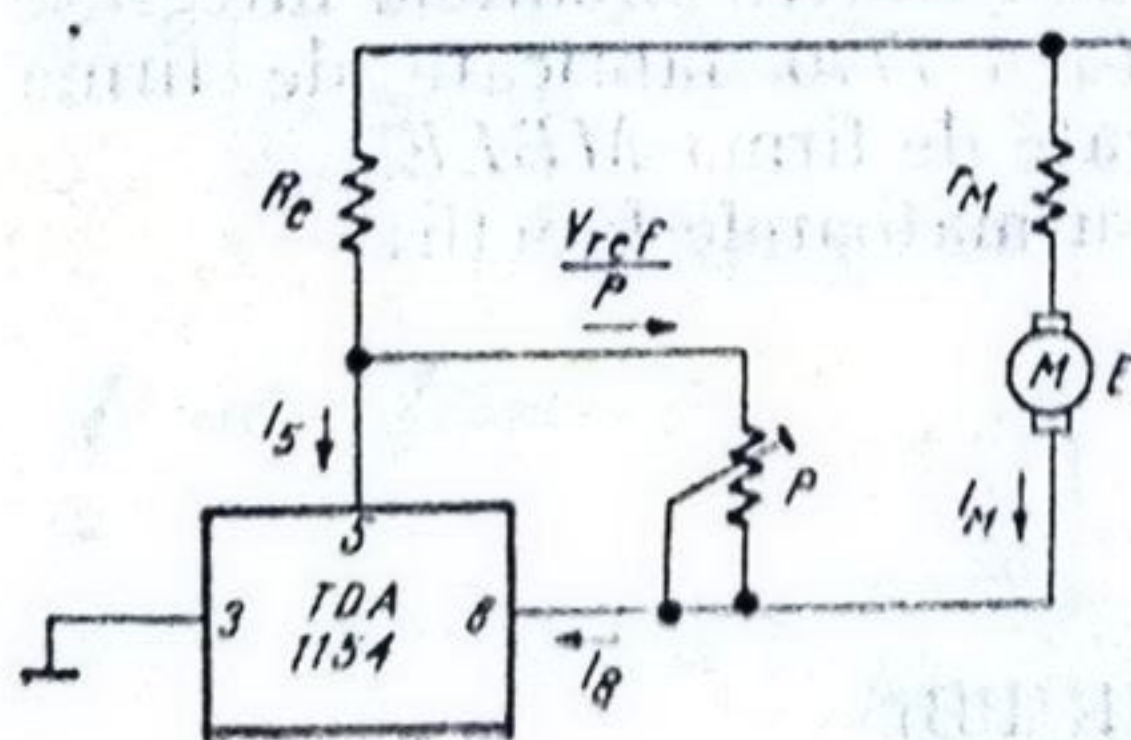


Fig. 5.18. Principiul de funcționare a circuitului TDA 1154.

Schema bloc și de aplicație este prezentată în figura 5.20. Forma de prezentare este capsulă de plastic cu 16 terminale. Terminalele active sînt de la 1 la 8 iar terminalele 9 la 16 se leagă la masă, facilitînd atașarea unui radiator extern.

Circuitul integrat *TDA 7770* încorporează următoarele funcții:

- regulator de turație
- STOP automat cu indicator (LED)/bec
- PAUZĂ
- oscilator de ștergere și polarizare
- Control automat de nivel
- Comandă *R/PB*

Schema bloc și de aplicație este prezentată în figura 5.21. Circuitul este încapsulat în capsule *TABS* cu 12 terminale. Tensiunea de referință tipică este 1,3 V. Domeniul tensiunii de alimentare: 4 ... 16 V. Pentru valorile din figura 5.21 frecvența oscilatorului este de aproximativ 64 kHz. Curentul maxim disponibil la terminalul 7 este de 150 mA.

Circuitul integrat *TDA 1006 A* conține următoarele etaje:

- regulator de turație
- comutator electronic *R/PB*
- comandă indicator optic pentru *PB*
- comandă automată STOP
- indicator optic cu intermitență pentru sfîrșit de bandă

Schema bloc și de aplicație este prezentată în figura 5.22. Circuitul este încapsulat plastic cu 16 terminale. Domeniul tensiunii de alimentare pentru circuitul *TDA 1006 A* este 6 la 22 V. Curentul continuu care iese din terminalul 1, pentru alimentarea sistemului optic (bec sau LED) este de 40 mA. Dioda *BZX 79 ...* este o diodă Zener legată în paralel cu motorul și poate fi înlocuită cu o diodă Zener corespunzătoare din seria *DZ ... V*

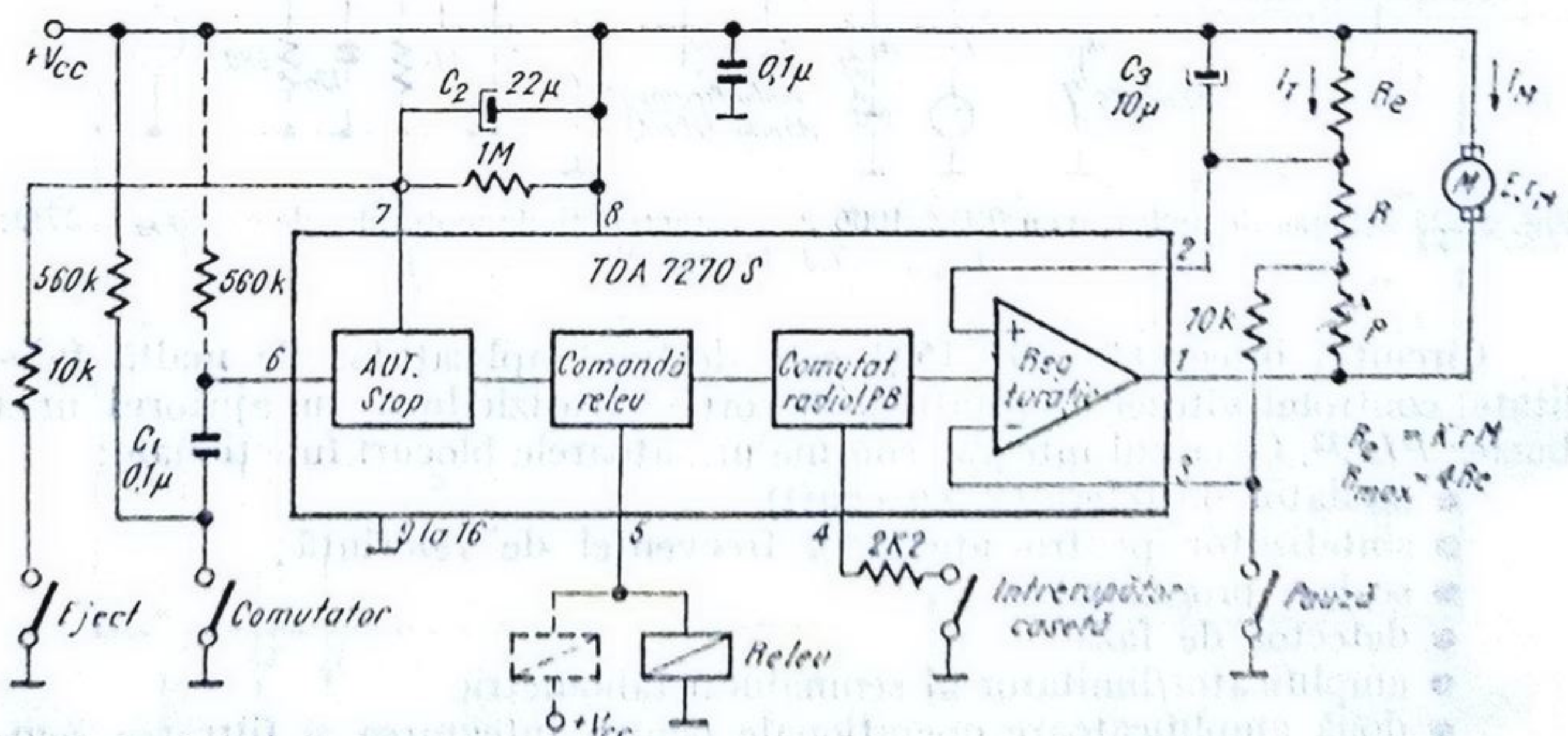


Fig. 5.20. Schema de aplicație cu *TDA 7270S*.

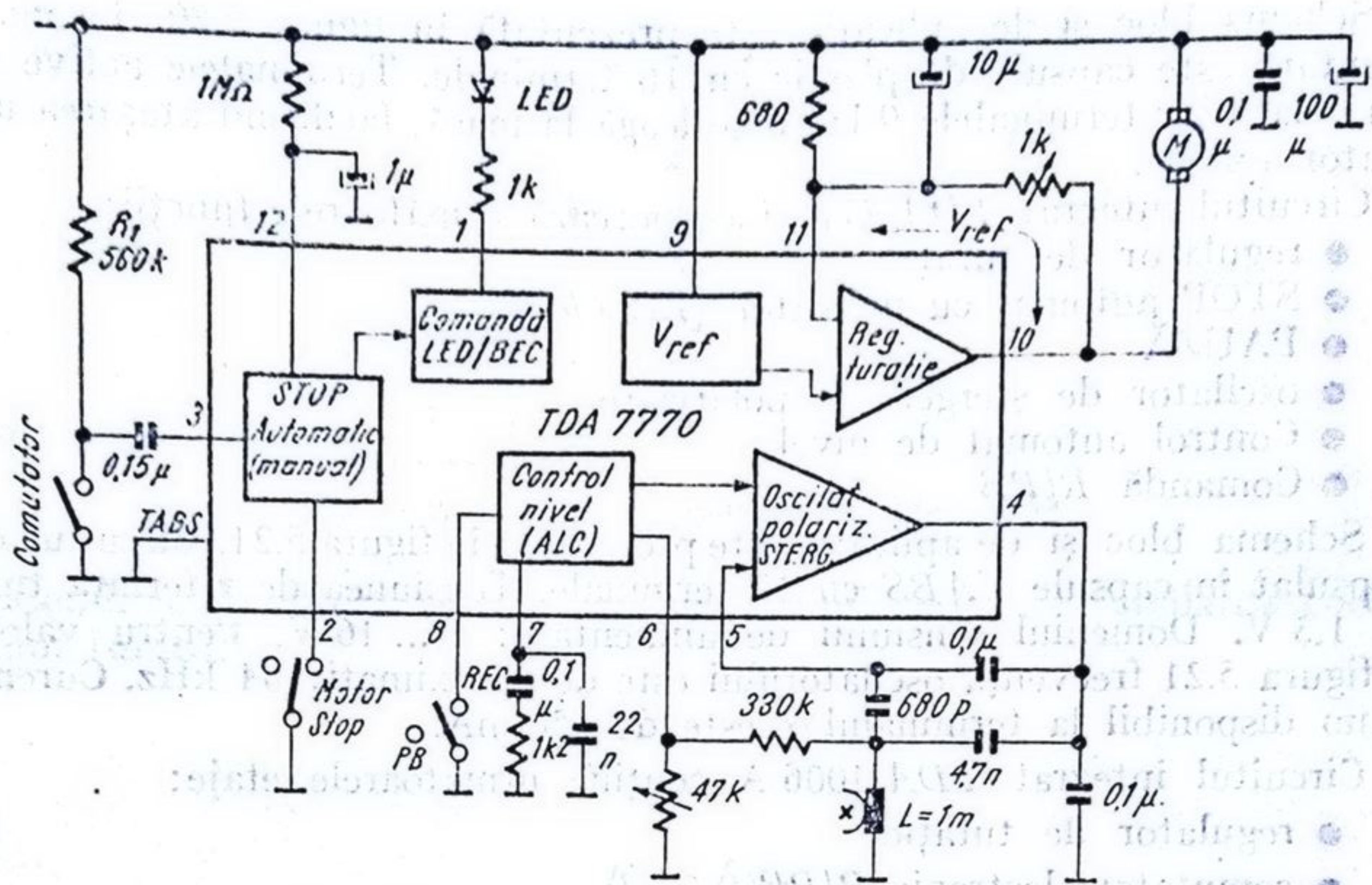
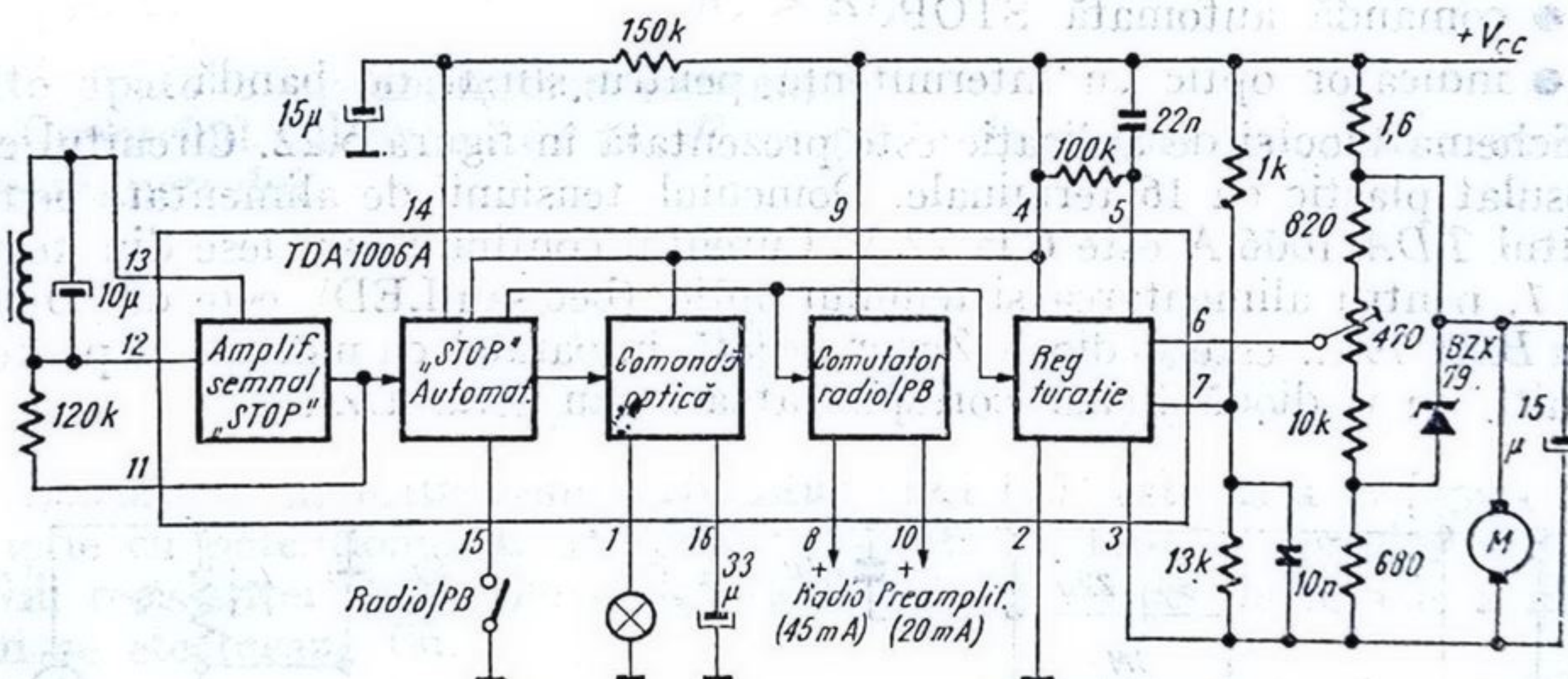


Fig. 5.21. Schema de aplicatie cu TDA 7770.

Fig. 5.22. Schema de aplicatie cu TDA 1006 A — caracteristicile motorului de c.c.: $r_M = 27\Omega$; $E_{3000} = 7,2$ la $8,3$ V.

Circuitul integrat⁹ TDA 1533 este destinat aplicațiilor de înaltă fidelitate, controlul vitezei de rotație a motorului realizându-se cu ajutorul unei bucle PLL¹². Circuitul integrat conține următoarele blocuri funcționale:

- oscilator de referință (cu cuarț)
- sintetizator pentru ajustarea frecvenței de referință;
- scalare programabilă
- detector de fază
- amplificator/limitator al semnalului tahometric
- două amplificatoare operaționale pentru integrarea și filtrarea semnalului de la ieșirea detectorului de fază,

Schema bloc a circuitului integrat TDA 1533 este prezentată în figura 5.23. Circuitul integrat TDA 1533 este încapsulat în DIL cu 18 terminale, iar semnificația terminalelor este:

- | | |
|---------------------------------|-----------------------------------|
| 1. Masă | 10. Ieșire indicator de sincroni- |
| 2. Test intrare/ieșire | zare (calcare) |
| 3. Ieșire AO-1 | 11. Intrare + } semnal tachometru |
| 4. Intrare AO1 | 12. Intrare - } |
| 5. SUS/JOS (Up/down) | 13. Ieșire (tacho) |
| 6. Intrare AO2 | 14. Intrare A (scalare) |
| 7. Ieșire AO2 | 15. Intrare B (scalare) |
| 8. Alimentare (+10 V) | 16. Rcsct |
| 9. Ieșirea detectorului de fază | 17. Intrare oscilator cuarț |
| | 18. Ieșire oscilator cuarț |

Funcționarea circuitului integrat TDA 1533 este următoarea: frecvența de 4,8 MHz a oscilatorului cu cuarț este divizată de către divizorul programabil cu un număr între 901—1099. Această frecvență este accesibilă la terminalul 2 al circuitului. Dacă considerăm valoarea minimă și maximă de divizare, frecvența semnalului aplicat etajului de scalare va fi:

$$(f_2)_{\max} = \frac{4\,800\text{ kHz}}{901} = 5\,327,4\text{ Hz}$$

$$(f_2)_{\min} = \frac{4\,800\text{ kHz}}{1099} = 4\,367,6\text{ Hz}$$

Tabela de adevăr pentru etajul de scalare (intrări A și B) este prezentată în tabelul 5.5. Dacă luăm în considerare valoarea minimă de divizare 2, și

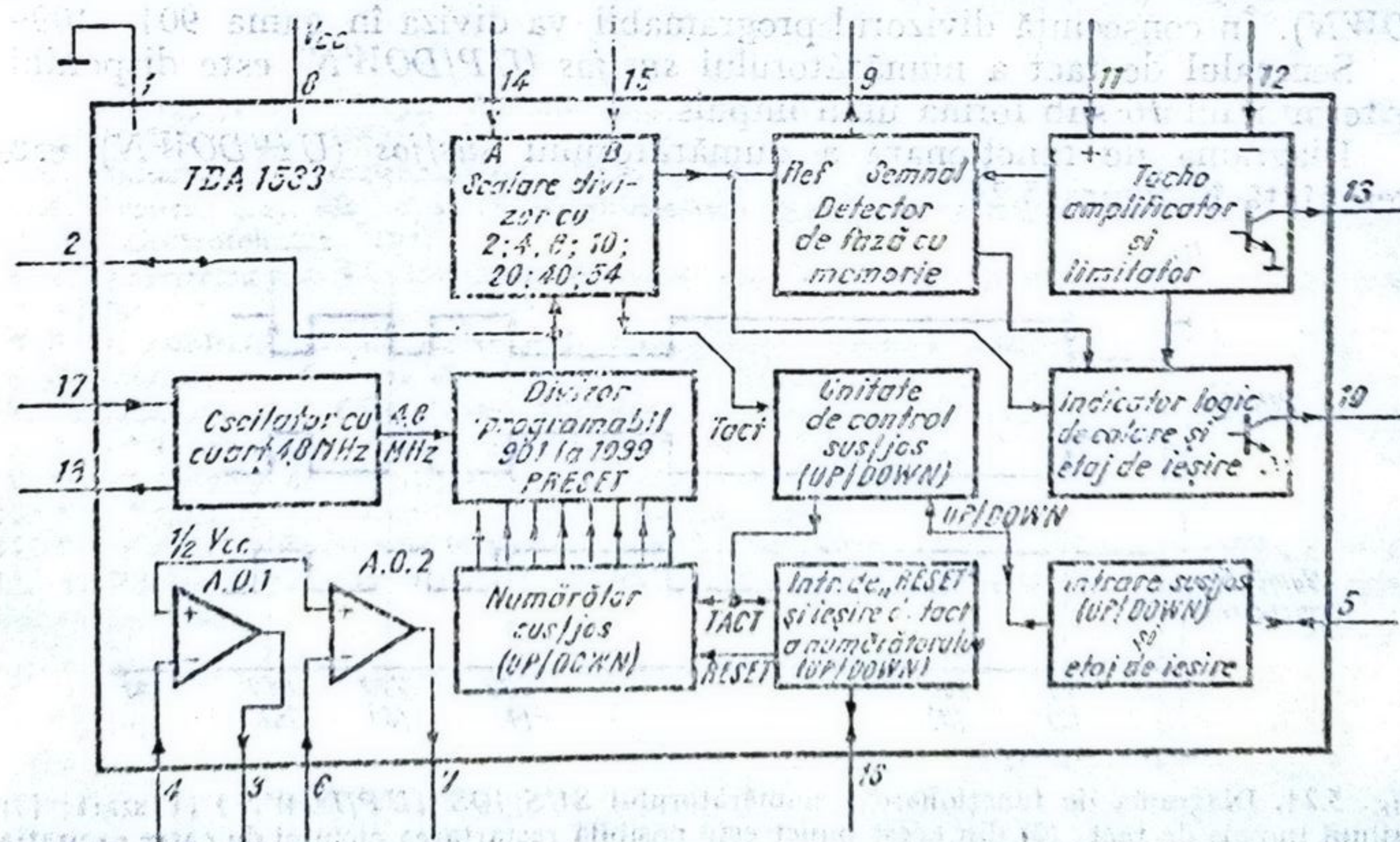


Fig. 5.23. Schema bloc a circuitului TDA 1533.

valoarea maximă 54, atunci semnalul de referință aplicat detectorului de fază are frecvența:

$$\begin{aligned}(f_{ref})_{\min} &= 80,88161 \text{ Hz} \\ (f_{ref})_{\max} &= 2663,70699 \text{ Hz}\end{aligned}$$

Semnalul de la tachometru se aplică unui etaj amplificator — limitator și apoi etajului detector de fază.

Ieșirea detectorului de fază trece în stare „H” (*sus*) pe frontul crescător a semnalului de referință și trece în stare „flotant” la primul front pozitiv al semnalului de la tachometru, dacă unghiul de defazaj dintre cele 2 fronturi nu este mai mare de 360° . Ieșirea devine „L” (*jos*) dacă primul front pozitiv aparține semnalului tachometric și trece în stare „flotant” la primul front pozitiv al semnalului de referință. Rezultă că banda de urmărire este de 720° .

Ieșirea indicatorului logic de sincronizare (calare) — terminalul 10 — este în starea H, exceptând perioada dintre două fronturi pozitive și două fronturi negative ale semnalelor de la tachometru și de referință.

Numărul cu care divizorul programabil divizează depinde de starea prezentată a intrărilor de *PRESET*, deci de poziția numărătorului *sus/jos* (*UP/DOWN*).

La aplicarea tensiunii de alimentare pe intrarea de *RESET* (terminalul 16), numărătorului *sus/jos* (*UP/DOWN*) i se aplică o comandă de *RESET* care corespunde la o divizare cu 1000 a divizorului programabil. Această stare permite numărătorului o deplasare în sus (*UP*) cu 99 de pași sau în jos (*DOWN*) tot cu 99 de pași. Numărătorul *sus/jos* (*UP/DOWN*) poate fi schimbat din poziția sa cu ajutorul intrării *sus/jos* — terminalul 5, via unitatea de control *sus/jos* (*UP/DOWN*), intrarea de tact a numărătorului *sus/jos* (*UP/DOWN*). În consecință divizorul programabil va diviza în gama 901—1099.

Semnalul de tact a numărătorului *sus/jos* (*UP/DOWN*) este disponibil pe terminalul 16 sub forma unui impuls.

Diagrama de funcționare a numărătorului *sus/jos* (*UP/DOWN*) este prezentată în figura 5.24.

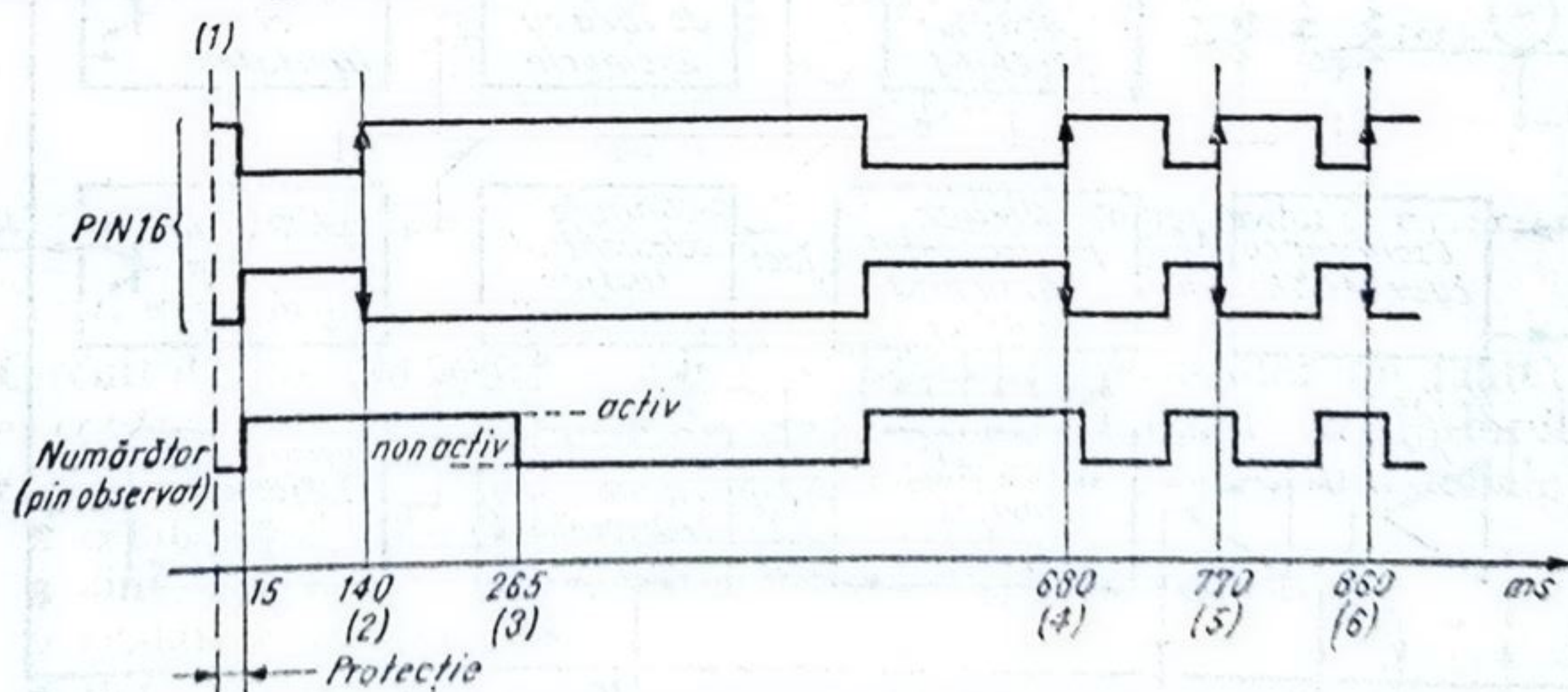


Fig. 5.24. Diagrama de funcționare a numărătorului *SUS/JOS* (*UP/DOWN*) (1) start; (2) primul impuls de tact; (3) din acest punct este posibilă restartarea ciclului de către excitația următoare; (4) al doilea impuls de tact; (5) al treilea impuls de tact; (6) — al patrulea impuls de tact.

Tabelul 5.4

Intrări		Factor de divizare
A	B	
H	H	Nota 1
H	L	Nota 2
F	F	4
F	H	8
F	L	2
H	F	54
L	H	10
L	L	20
L	F	40

H stare SUS, L stare JOS, F
FLOTANT

Nota 1. Test 1,
PRESET general

Nota 2. Test2,
Tact rapid via terminalul 2.

Intrarea *SUS/JOS(UP/DOWN)* — terminalul 5 și intrările de scalare *A* (terminalul 14) și *B* (terminalul 15) sînt intrări tri-state. Deci comanda se face prin porți tri-state. Pentru intrările de scalare — vezi Tabelul 5.4.

Un nivel *H* la intrarea *SUS/JOS(UP/DOWN)* produce o creștere a frecvenței semnalului de referință aplicat detectorului de fază, în timp ce un nivel *L* conduce la o descreștere.

Informația la intrarea *SUS/JOS (UP/DOWN)* terminalul 5, va deveni activă în interiorul circuitului integrat, după o durată de 250 ms. Împreună cu terminalul 16, aceasta oferă posibilitatea de afișare a numărului de impulsuri de tact folosite.

Bibliografie

1. P. R. Gray și R. G. Meyer, *Circuite integrate analogice. Analiză și proiectare*. Editura Tehnică, București, 1983.
2. C. Bulucea ș.a. *Circuite integrate liniare*, Editura Tehnică, București, 1976.
3. A. Fransua ș.a., *Mașini și acționări electrice. Indrumar de laborator — I.P.B.* Facultatea de electrotehnică, 1977.
4. I. Dumitrescu ș.a., *Electrotehnică și mașini electrice*, Ed. didactică și pedagogică, București, 1983.
5. F. D. Lăzăroiu, *Mașini electrice de mică putere*, Editura Tehnică, București, 1975.
6. M. Săvescu, ș.a. *Circuite electronice*, vol. I, Editura Tehnică, 1967.
7. S. Lozneanu, ș.a., *Casetofoane. Funcționare și depanare*, Editura Tehnică, București, 1983.
8. * * * *Catalog de circuite integrate liniare, SESCOSEM-TH-CSF*, 1976.
9. * * * *Catalog de circuite integrate liniare, PHILIPS-MBLE*, 1980.
10. * * * *Catalog de circuite integrate liniare, SGS/ATES* 1982.
11. * * * *Catalog de circuite integrate pentru bunuri de larg consum THOMSON-EFCIS* 1983.
12. A. Vădășescu ș.a. *Circuite integrate liniare. Manual de utilizare*, vol. I, Editura Tehnică, București, 1979.

■ β L 100

Circuit pentru comanda în cascadă a diodelor electroluminescente

6.1. Prezentarea circuitului

6.1.1. Destinație

În literatura de limbă engleză acest circuit integrat poartă numele de „*bar graph LED driver*”. Este un circuit capabil să comande o *baretă de diode electroluminescente (LED)* astfel încât *diodele să se aprindă sub formă de bară luminoasă, a cărei lungime depinde de valoarea tensiunii aplicate la intrare.*

Asemenea sisteme de afișaj sînt folosite în locul instrumentelor electromecanice, acolo unde precizia (sau mai degrabă rezoluția) nu reprezintă un factor decisiv. Fiabilitatea unor astfel de afișaje este mult sporită față de dispozitivele electromecanice cu ac, nu au inerție mecanică, suprafață ocupată este mică și în plus oferă o mare flexibilitate designer-ului de panou.

Majoritatea circuitelor de acest gen au două legi de variație pentru lungimea baretei luminoase în funcție de tensiunea de intrare; una *liniară* și alta *logaritmă*, ultima utilizată frecvent în afișarea nivelului audio în decibeli.

Circuitul prezentat în acest capitol¹ a fost astfel conceput încît pentru a schimba legea de variație modificarea în setul de măști să poată fi operată rapid și comod. *De aceea circuitul poate fi adaptat cu ușurință, la cerere, oricăror surse de semnal, ca termistori neliniari, traductoare diverse, afișarea numai a unei zone utile din întreg domeniul de variație al parametrului de interes, etc.*

β L100 conține tot ce este necesar pentru a comanda o baretă compusă din 5 LED-uri; acest circuit este prezentat în mai multe variante după cum reiese din Tabelul 6.1.

Schema electrică internă este astfel construită încît variantele încapsulate în 8 terminale să poată fi echivalate funcțional și terminal la terminal cu modelele² produse de firma AEG-TELEFUNKEN listate în Tabelul 6.1, dar să permită și extensiile cuprinse în același tabel. Aceste extensii aduc aplicațiilor un plus de flexibilitate și un mai mare coeficient de integrare. Comparînd schema electrică internă a circuitului β L100 prezentată în Secțiunea 6.2 cu schema internă a circuitului produs de AEG-TELEFUNKEN se remarcă

Tabelul 6.1

Caracteristicile principale ale circuitelor din familia βL 100

Tip	Legea de variație	Valori praguri	Capsulă plastic	Obs.
$\beta L101$	liniară	0,1/0,3/0,5/0,7/0,9 V	8 term.	Echiv. U 247 TFK
$\beta L102$	liniară	0,2/0,4/0,6/0,8/1 V	8 term.	Echiv. U 237 TFK
$\beta L103$	logaritmică	-20/-10/-3/0/+3 dB	8 term.	Echiv. U 267 TFK
$\beta L104$	logaritmică	-15/-6/-1,5/+1,5/+6dB	8 term.	Echiv. U 257 TFK
$\beta L105$	liniară	0,1/0,3/0,5/0,7/0,9 V	14 term.	Nota 1
$\beta L106$	liniară	0,2/0,4/0,6/0,8/1 V	14 term.	Nota 1
$\beta L107$	logaritmică	-20/-10/-3/0/+3 dB	14 term.	Nota 1
$\beta L108$	logaritmică	-15/-6/-1,5/+1,5/+6dB	14 term.	Nota 1

Nota 1. Aceste circuite sînt compatibile cu variantele încapsulate într-o capsulă cu 8 terminale dar față de acestea oferă următoarele facilități suplimentare: *accesul la tensiunea de referință internă, disponibilitatea unui terminal de control al strălucirii LED-urilor un amplificator operațional independent destinat prelucrării semnalului analitic ce urmează a fi afișat.*

o clară îmbunătățire în construcție, îmbunătățire care aduce o procesabilitate mult mai relaxată, obținîndu-se în același timp performanțe superioare pentru produsul final.

6.1.2. Modul de funcționare

Înainte de a comenta schema bloc a circuitului $\beta L100$ este util să se prezinte modul de comandă a LED-urilor. Principial, circuitul integrat $\beta L100$ este o *sursă de curent constant*, avînd valoarea tipică de 20 mA și o serie de comutatoare care sînt închise sau deschise în funcție de valoarea tensiunii de intrare — vezi figura 6.1.

Atunci cînd toate aceste comutatoare sînt deschise generatorul de curent injectează un curent ce străbate toate LED-urile, aprinzîndu-le; bareta luminează pe toată lungimea ei.

Cunoscut fiind faptul că LED-urile de diferite culori obțin aceeași strălucire aparentă pentru tensiuni diferite de polarizare în direct (important este curentul injectat în ele) se observă că un astfel de sistem de conectare permite formarea unei barete din LED-uri de culori diferite, dar care vor avea o strălucire aparent egală (un LED tipic de culoare roșie are o strălucire normală pentru o polarizare de circa 1,6 V; un LED de culoare verde are aceeași strălucire la circa 2,1 V).

Dacă se închide comutatorul K_5 , atunci LED-ul numărul 5 se stinge, deoarece tot curentul ce ar trece prin el este deviat de către comutator la masă. Lungimea barei luminoase se mișcorează. Închiderea comutatorului K_1

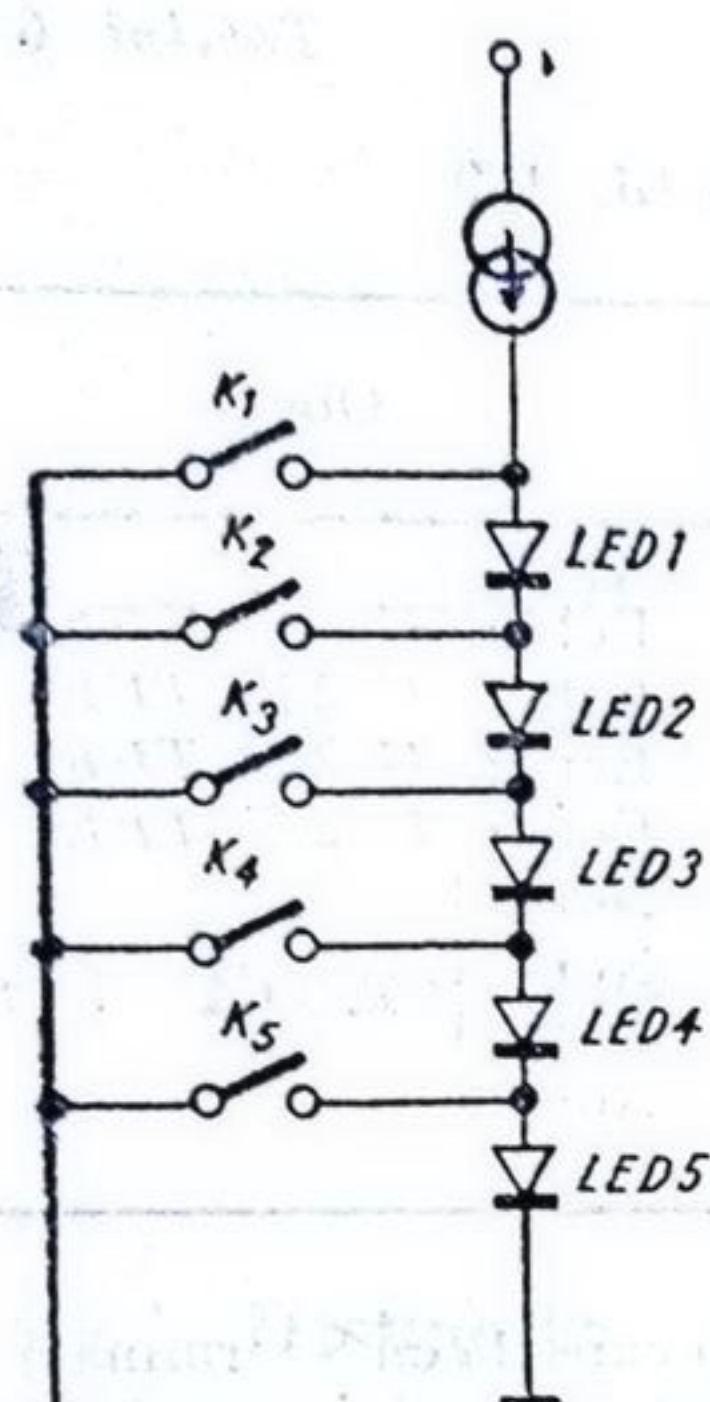


Fig. 6.1. Schema de principiu pentru comanda LED-urilor din circuitul $\beta L 100$.

stinge LED-urile numărul 5 și 4 și așa mai departe. Cazul limită îl reprezintă închiderea comutatorului K_1 care va stinge toate LED-urile. Acest ultim caz se întâmplă pentru o tensiune de intrare nulă. O dată un comutator închis, de pildă K_3 , poziția comutatorului de rang inferior (K_4 și K_5) nu mai influențează cu nimic starea impusă de K_3 . La circuitul $\beta L100$ comutatoarele de sub cel care impune lungimea baretei luminoase, sînt toate închise.

Pe tot cuprinsul capitolului *circuitul integrat pentru comanda în cascadă a diodelor electroluminescente va purta titlul generic de $\beta L100$* . Atunci cînd ne vom referi la o variantă particulară se va folosi codul specific modelului în cauză.

6.1.3. Schema bloc a circuitului $\beta L 100$

Schema bloc din figura 6.2 pune în evidență organizarea globală din interiorul circuitului integrat $\beta L100$. O astfel de reprezentare este de mare utilitate

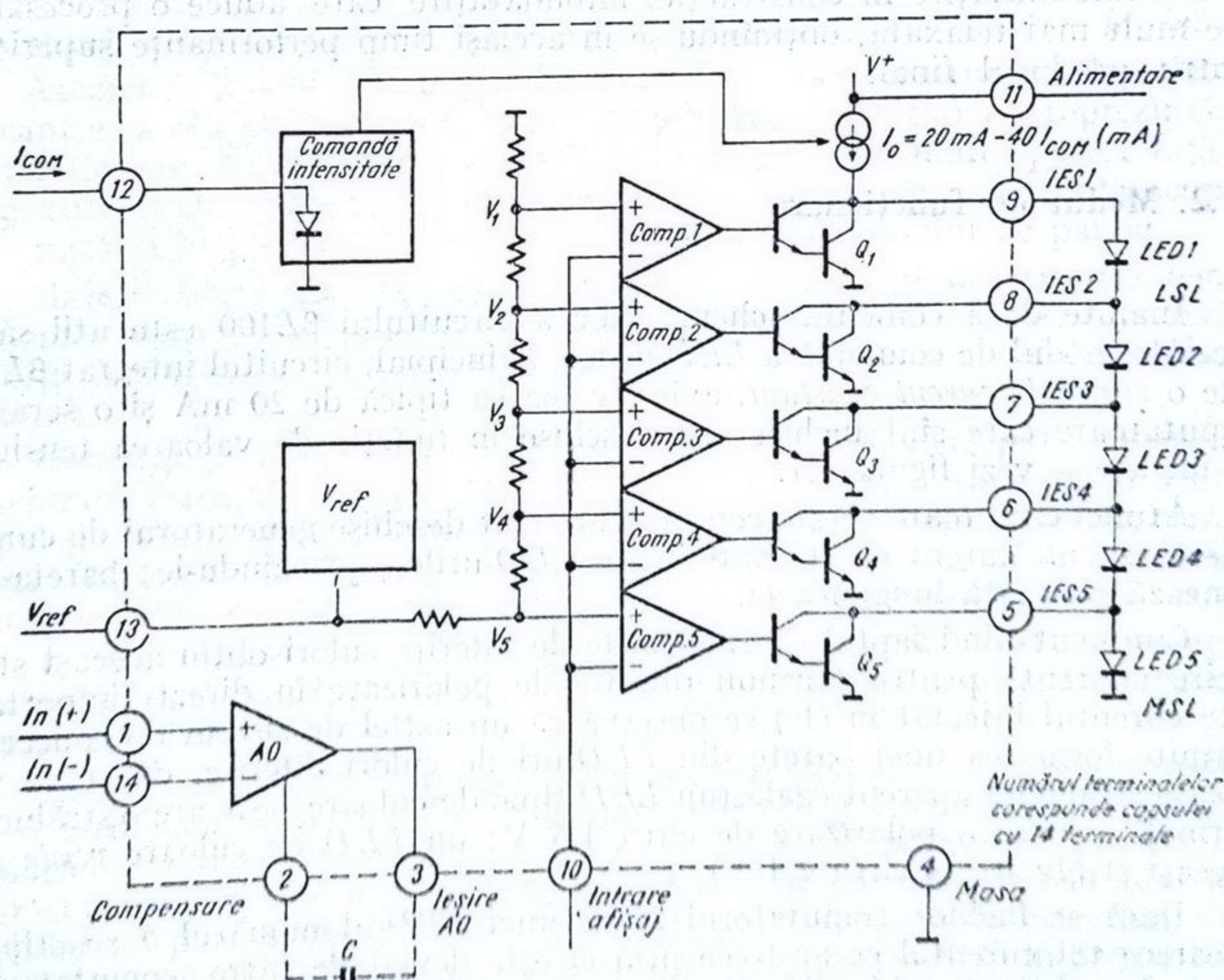


Fig. 6,2. Schema-bloc a circuitului $\beta L 100$.

pentru înțelegerea funcționării circuitului integrat și a utilizării lui corecte, fie în aplicații tipice, fie pentru imaginarea unor utilizări ulterioare neconvenționale, fără a intra în detaliu de circuit decât în măsura unor cazuri mai delicate.

Blocul central este *referința de tensiune* V_{ref} , care trebuie să genereze o valoare bine definită și constantă cu alimentarea; timp, temperatură și tehnologie. Această tensiune de referință este în principal utilizată pentru construcția pragurilor de basculare ale celor cinci comutatoare (comparator + tranzistor de comutare); în variantele încapsulate în plastic cu 14 terminale ea este utilizabilă și în exterior. Tensiunea de referință este de calitate a celei utilizate în regulatorul de tensiune $\beta A723$.

În schema bloc desenată în figura 6.2 sînt reprezentate cele 5 comparatoare de tensiune care comandă tranzistoarele comutatoare $Q_1 \div Q_5$. Intrările inversoare ale tuturor comparatoarelor sînt legate împreună și pe ele se aplică tensiunea de intrare, a cărei valoare urmează să fie afișată pe bareta de LED-uri. Cealaltă intrare a comparatorului este conectată intern la o tensiune derivată din tensiunea de referință, în jurul căreia comparatorul va bascula, pentru ca să aprindă sau să stingă LED-ul corespunzător.

Comparatorul de tensiune propriu-zis comandă în final un tranzistor compus de tip Darlington. Colectorul acestui combinații este de tip colector în gol și se conectează direct pe bareta de LED-uri.

Pentru oricare dintre comparatoare pentru *tensiuni de intrare mai mici decît pragul de referință*, aplicate intrării *inversoare*, tranzistorul comutator este saturat. Tensiunea lui de saturație la curentul maxim de 20 mA ce străbate bareta de LED-uri, este mai mică decît tensiunea de aprindere a unui LED roșu și de aceea practic tot curentul va fi derivat de comutator la masă. LED-urile sau LED-ul, „de sub el”, vor fi stinse; rămîn aprinse numai LED-urile sau LED-ul, „de deasupra” (vezi figura 6.1).

Pentru întreg circuitul atunci cînd tensiunea de intrare este nulă toate tranzistoarele comutatoare sînt saturate (comutatoarele K_1-K_5 sînt închise) și astfel bareta este stinsă. Cînd tensiunea de intrare este maximă (circa 1 V pentru variantele liniare și aproximativ 2 V pentru cele logaritmice) toate tranzistoarele comutatoare sînt blocate și întreaga bareta este aprinsă.

Curentul care aprinde LED-urile este debitat de un circuit care asigură un curent constant indiferent de numărul de LED-uri conectate, de starea comutatoarelor K , sau a culorii LED-urilor. *Valoarea generatorului de curent constant depinde de curentul injectat din exterior în terminalul de control al intensității de aprindere.*

Dacă terminalul de control este lăsat în aer sau scurtcircuitat la masă (soluție recomandată) curentul care străbate LED-urile este maxim și are valoarea tipică de 20 mA. Terminalul de control se comportă ca o diodă cu catodul conectat la masă. Injectîndu-se din exterior un curent de comandă, I_{COM} , generatorul de curent va debita în LED-uri un curent egal cu: $I_{LED} = 20 \text{ mA} - 40 I_{COM}$ (unde I_{COM} este exprimat în mA). Cînd în terminalul de control al intensității se va introduce un curent $> 0,5 \text{ mA}$ generatorul de curent va fi inhibat ($I_{LED} = 0$).

Acastă facilitate este disponibilă numai pentru circuitele $\beta L100$ încapsulate în plastic cu 14 terminale, iar aplicația tipică o constituie modulația strălucirii LED-urilor în funcție de iluminarea ambiantă.

În interiorul circuitului integrat $\beta L100$ se află un bloc complet separat de restul circuitului și accesibil din exterior în cazul capsulei de 14 terminale. El este un *amplificator operațional* adaptat funcționării în fața circuitului de comandă propriu-zisă a LED-urilor. Acest amplificator operațional a fost inclus din cauza aplicației tipice a circuitului $\beta L100$ — aceea de a afișa valoarea medie sau de vîrf a unei tensiuni alternative din domeniul frecvențelor audio. În majoritatea cazurilor în cataloage se descriu astfel de circuite, însă această problemă este „rezolvată” printr-un circuit de redresare cu diode asociat unei constante de timp convenabile.

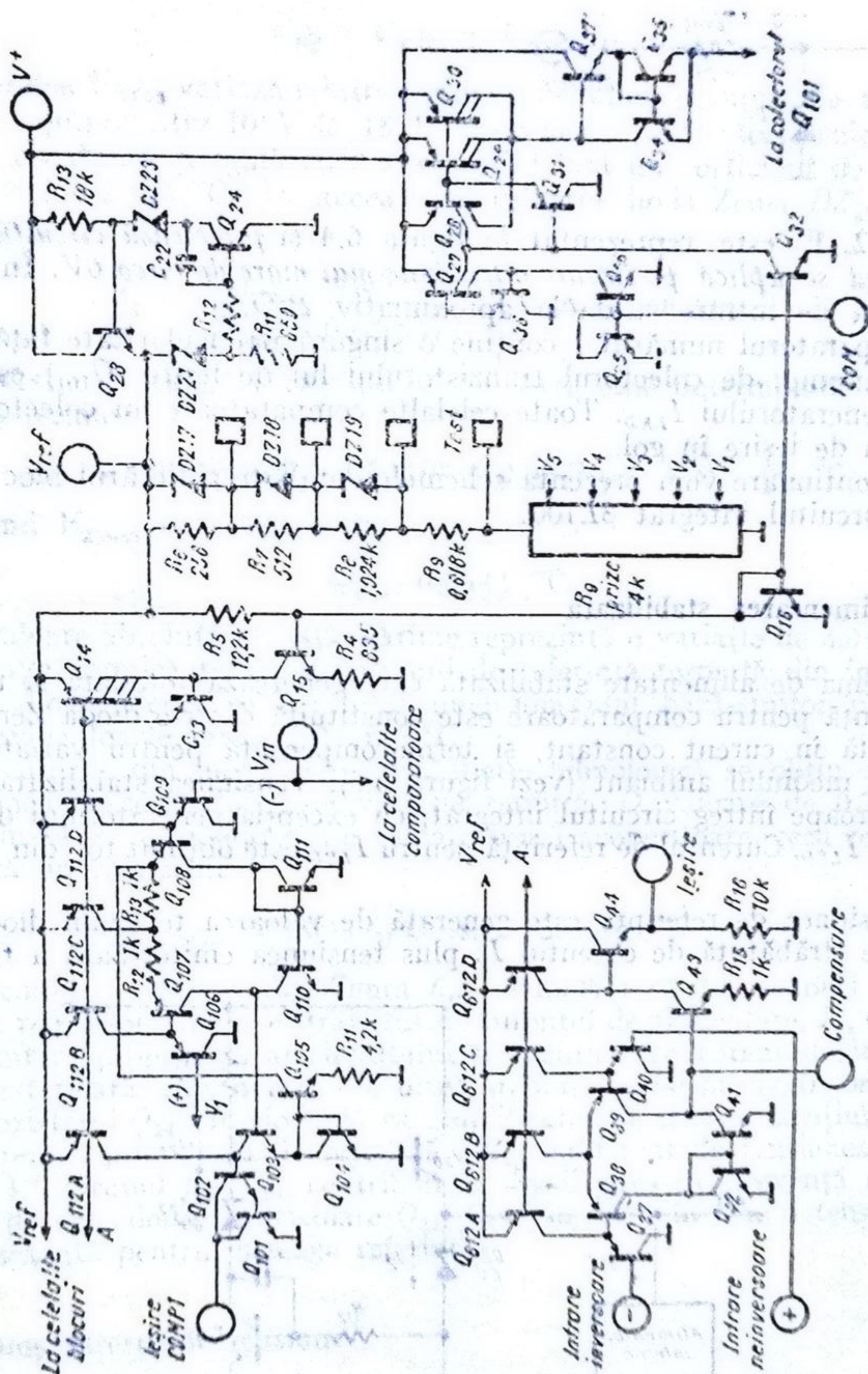
În acest caz apare un obstacol major. Circuitul afișează semnale pozitive a căror valoare de vîrf este cuprinsă între 0 și 1 V (sau 0 ... 2 V pentru varianta gradată în decibeli). Ori redresarea prin simple diode a unor astfel de semnale este afectată de erori datorită tensiunii relativ mari ($\approx 0,6$ V) de deschidere a diodelor. Ca urmare întregul ansamblu, redresor + afișaj analogic, va fi un compromis în precizie, chiar dacă circuitul de afișaj propriu-zis este specificat satisfăcător. Cu ajutorul amplificatorului operațional se pot construi scheme de redresare cu diode „fără prag”. De asemenea acest amplificator operațional poate fi folosit pentru adaptarea diverselor traducătoare al căror semnal necesită fie o simplă amplificare, fie o lege de procesare specială.

Pentru ca resursele amplificatorului operațional să fie folosite pe deplin capacitatea de compensare va fi adăugată din exterior, dimensionînd-o la valoarea strict necesară. Acest amplificator operațional poate lucra cu tensiuni de intrare de 0 V și de asemenea tensiunea de ieșire poate coborî pînă la 0 V.

6.2. Schema electrică

Schema electrică completă este dată în figura 6.3. În acest desen est reprezentat doar un singur comparator, cel care poartă numele convenționa de comparator numărul 1. Pentru a nu încărca în mod inutil schema, celelalte comparatoare (2, 3, 4, 5) nu au mai fost desenate, schema lor fiind absolut identică cu schema comparatorului 1. Intrările inversoare (—) a acestor comparatoare sînt legate împreună cu intrarea inversoare a comparatorului 1 și conduc direct către terminalul de acces V_{in} . Intrările neinversoare (+) ale comparatoarelor amintite mai sus sînt legate la prizele rezistenței R_0 , aplicîndu-se în acest mod tensiunile de referință corespunzătoare rangului comparatorului în cauză; comparatorul numărul 2 are intrarea (+) conectată la priza V_2 , comparatorul numărul 3 are intrarea (+) conectată la priza V_3 și așa mai departe.

Revenind la intrarea comună V_{in} , a tuturor comparatoarelor semnalăm existența unui circuit de protecție la supratensiune circuit care în mod normal nu afectează funcționarea și de aceea nu a mai fost desenat pe schema din

Fig. 6.3. Schema electrică a circuitului $\beta L 100$.

intrările efective
ale comparatoarelor

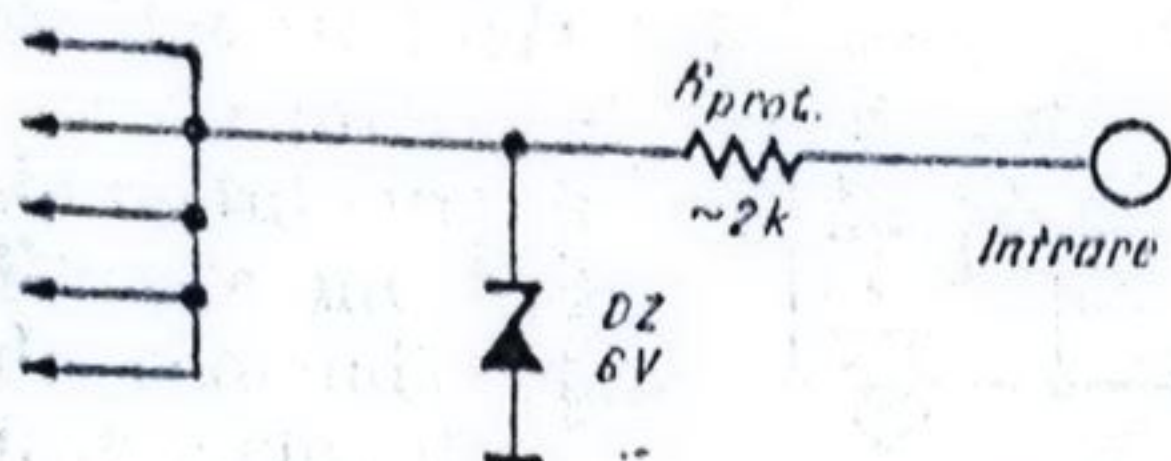


Fig. 6.4. Circuitul de protecție a intrării

figura 6.2. El este reprezentat în figura 6.4 și protejează circuitul integrat atunci când se aplică pe intrare o tensiune mai mare de circa 6V. În acest caz impedanța de intrare scade la aproximativ 2k Ω .

Comparatorul numărul 1 conține o singură particularitate față de celelalte și anume: de colectorul tranzistorului lui de ieșire (Q_{101}) este legată ieșirea generatorului I_{LED} . Toate celelalte comparatoare au colectorul tranzistorului de ieșire în gol.

În continuare vom prezenta schemele detaliate a fiecărui bloc ce constituie circuitul integrat β L100.

6.2.1. Alimentarea stabilizată

Schema de alimentare stabilizată care generează totodată și tensiunea de referință pentru comparatoare este constituită dintr-o diodă Zener DZ_{21} , alimentată în curent constant, și termocompensată pentru variațiile temperaturii mediului ambiant (vezi figura 6.5). Tensiunea stabilizată alimentează aproape întreg circuitul integrat, cu excepția generatorului de curent constant I_{LED} . Curentul de referință pentru I_{LED} este obținut tot din valoarea V_{ref} .

Tensiunea de referință este generată de valoarea tensiunii diodei DZ_{21} care este străbătută de curentul I_Z plus tensiunea emitor-bază a tranzisto-

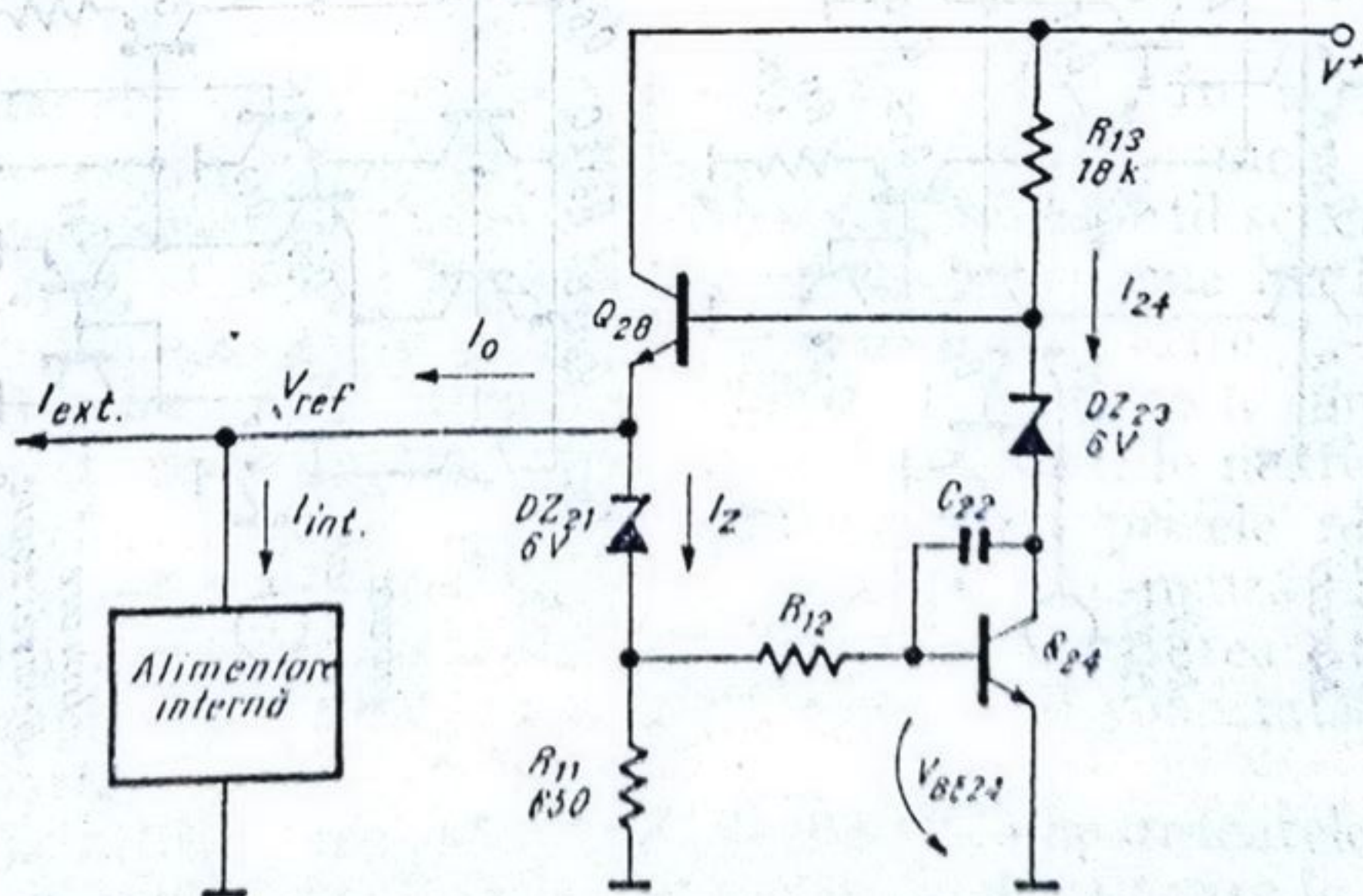


Fig. 6.5. Stabilizatorul de tensiune din β L 100.

ului Q_{24} . S-a neglijat căderea de tensiune pe rezistența R_{12} datorată valorii mici a curentului de bază pentru tranzistorul Q_{24} . Astfel:

$$V_{ref} = V_Z | I_Z + V_{BE24} | I_{24}$$

Tensiunea V_{BE24} variază relativ puțin atunci când tensiunea de alimentare urcă de la aproximativ 10 V la 18 V, și de aceea în aceste calcule o putem considera constantă și egală cu 0,65V, avînd însă un coeficient de temperatură de circa $-2 \text{ mV/}^\circ\text{C}$. De aceea curentul prin dioda Zener DZ_{21} este dat de relația:

$$I_Z = \frac{V_{BE24}}{R_{11}} = \frac{0,65 \text{ V}}{0,65 \text{ k}\Omega} = 1 \text{ mA} = \text{constant.}$$

În acest caz valoarea tensiunii Zener este bine determinată, avînd un coeficient termic ³

$$\alpha_{V_Z} = 4,3 \cdot 10^{-2} [(V_Z - 5,5)^{1/3} - 0,02 (V_Z - 5,5)], \text{ } [\% / ^\circ\text{C}]$$

Considerînd $V_{Zmedu} = 6 \text{ V}$, rezultă

$$\alpha_{V_Z} = 0,034 \% / ^\circ\text{C}.$$

În valoare absolută această mărime reprezintă o variație de $2,04 \text{ mV/}^\circ\text{C}$.

Variația termică totală a tensiunii de referință formată din însumarea tensiunii diodei Zener cu tensiunea unei joncțiuni bază-emitor polarizată direct devine foarte mică, $0,04 \text{ mV/}^\circ\text{C}$.

În realitate din motive de împrăștiere tehnologică se obțin cifre mai ridicate pentru coeficientul de variație termică. O valoare de $0,2 \text{ mV/}^\circ\text{C}$ poate fi luată în considerare ca o valoare tipică acoperitoare, ceea ce de fapt reprezintă un coeficient

$$\alpha_{V_{ref}} = 0,003 \% / ^\circ\text{C} \text{ sau } 30 \text{ ppm/}^\circ\text{C}.$$

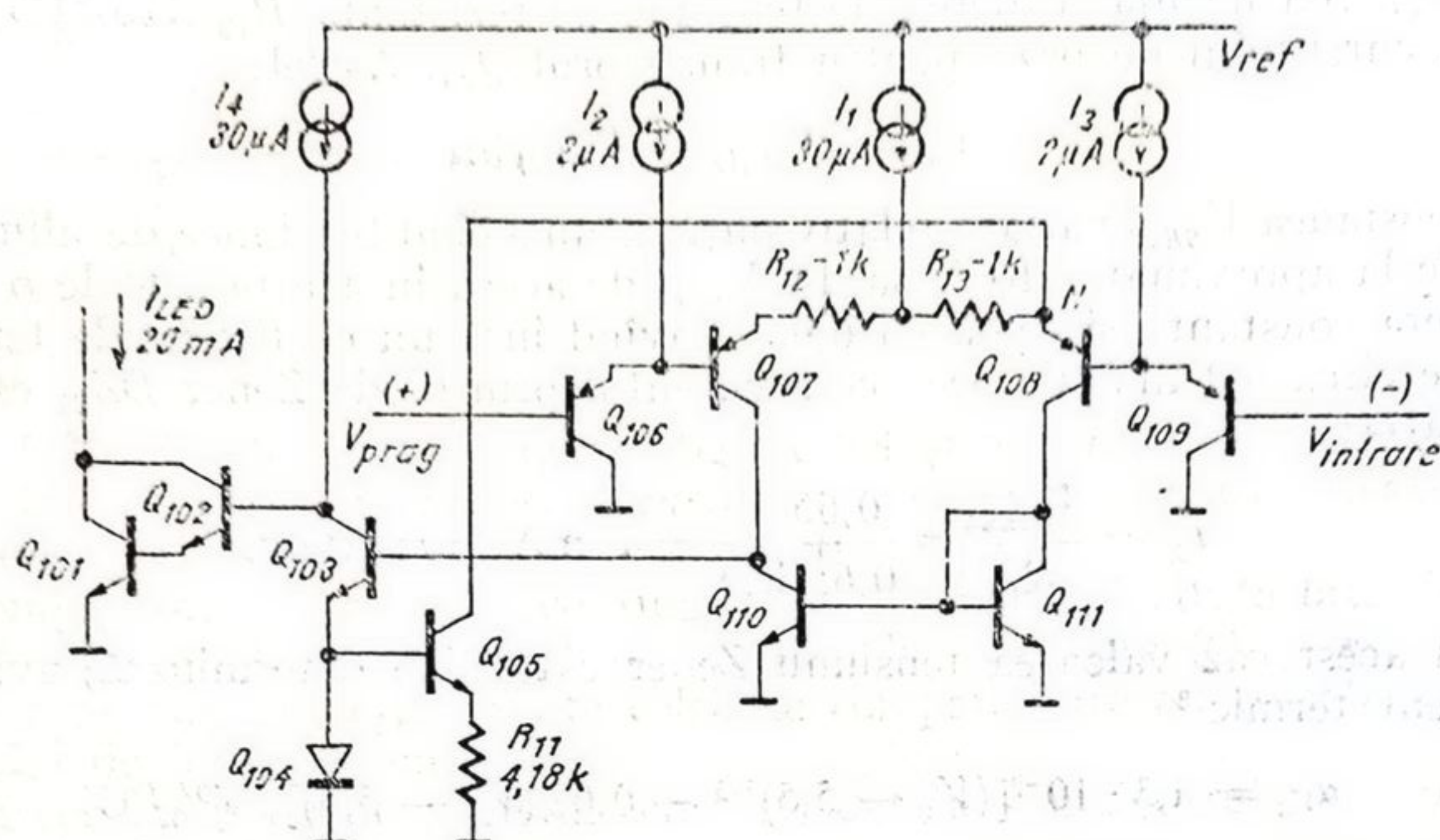
Revenind la schema din figura 6.5 semnalăm că tranzistorul Q_{28} are un rol de regulator care este străbătut de curentul de alimentare, I_Z , curentul de alimentare propriu-zis al circuitului și eventual un curent debitat pe o sarcină exterioară, I_{ext} . Acesta din urmă trebuie limitat la maximum 1 mA.

Tranzistorul Q_{24} funcționează ca amplificator de eroare, menținînd constant curentul prin dioda de referință DZ_{21} indiferent de tensiunea de alimentare V^+ . Grupul R_{12}, C_{22} , contribuie la stabilitatea în frecvență a buclei formate de cele două tranzistoare Q_{24}, Q_{28} asigurînd în plus o tensiune de zgomot scăzută pentru întreaga referință.

6.2.2. Comparatorul de tensiune

Cele 3 comparatoare de tensiune din circuitul $\beta L100$ au schemele identice. Un asemenea comparator a fost desenat în figura 6.6 și conține patru secțiuni.

- un etaj de intrare diferențial cu sarcină activă în colector. Tranzistoarele de intrare sînt de fapt combinații Darlington și sînt notate

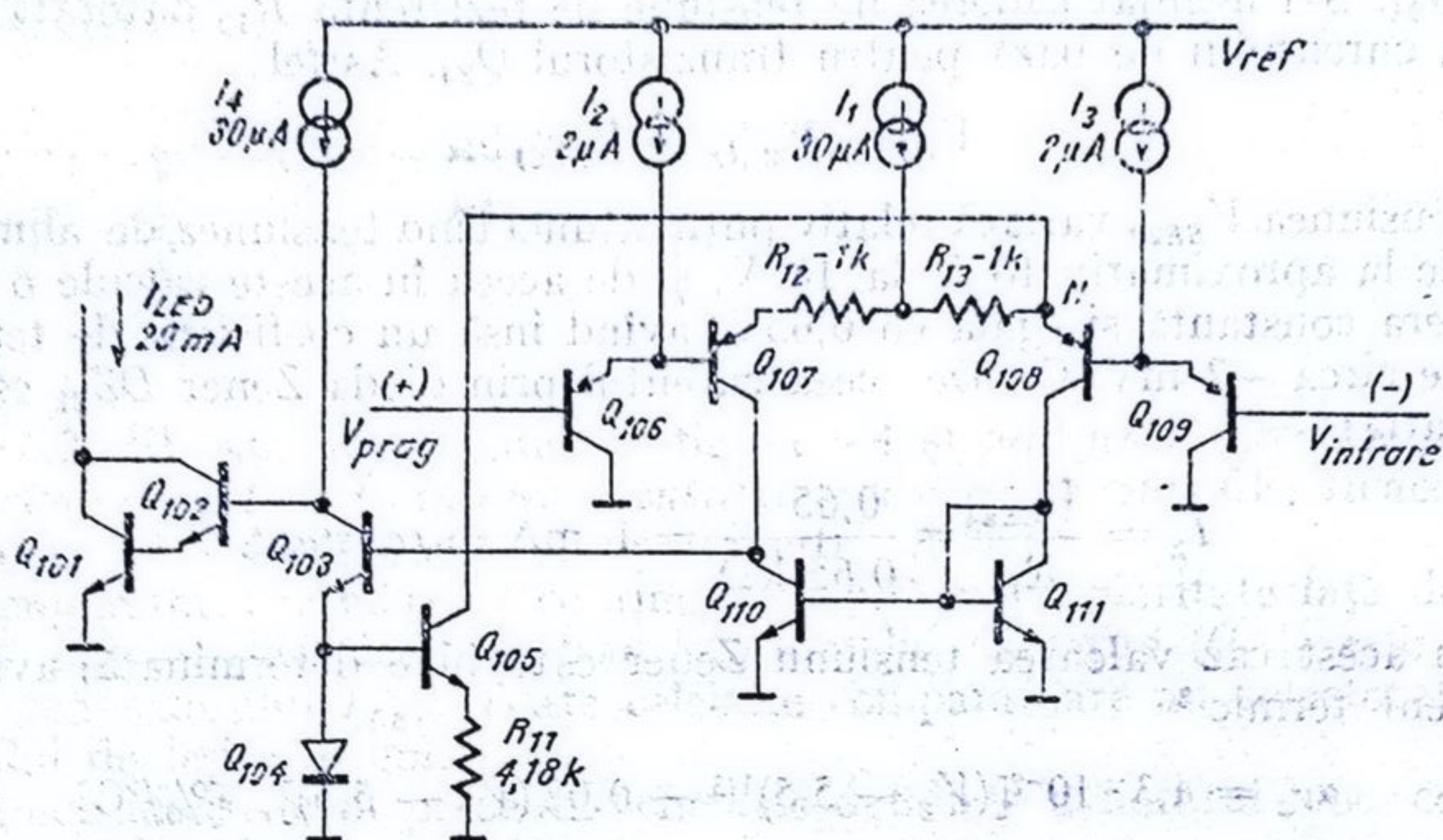
Fig. 6.6. Schema unui comparator din β L100.

pe figură cu Q_{106} , Q_{107} și Q_{108} , Q_{109} . Sarcina activă este constituită din tranzistoarele Q_{110} , Q_{111} . Întregul etaj diferențial este alimentat de un generator de curent $I_1 = 30 \mu A$. Se folosesc în intrare tranzistoare *pnp* deoarece această structură permite o funcționare normală și pentru tensiuni de intrare de mod comun egale sau chiar mai mici (negative) față de masă (substrat);

- un etaj pilot, format din tranzistorul Q_{103} alimentat în curent constant de generatorul $I_4 = 30 \mu A$. Acesta contribuie substanțial la transconductanța comparatorului având în același timp și rol de etaj tampon între intrare și etajul final;
- un etaj de ieșire format din combinația Q_{101} , Q_{102} capabil să absoarbă curentul injectat în lanțul de LED-uri și în același timp să nu reprezinte o sarcină semnificativă pentru etajul pilot;
- un circuit special care produce comparatorului un *hysteresis* de circa 10 mV. Este format din tranzistoarele Q_{104} și Q_{105} și rezistențele R_{11} , R_{13} . Acest etaj este util atunci când comparatorul ajunge aproape de pragul de basculare. Întreaga schemă se va afla în acest moment în regim liniar și lipsindu-i mijloacele adecvate de compensare în frecvență poate oscila cu ușurință. În plus pentru tensiuni de intrare a căror valoare este „pe prag”, dar din diferite motive ea variază ușor (milivoți datorăți zgomotului, brumului, undulației reziduale etc.) comparatorul va bascula necontrolat, făcând ca ultimul LED din barcă luminoasă să pîlpîie.

Histerezisul introdus maschează această comportare și comparatorul rămîne ferm într-o stare atîta timp cît tensiunea de intrare variază în acest interval.

Funcționarea comparatorului. Atunci cînd tensiunea de intrare care se aplică pe baza tranzistorului Q_{109} este mai mică decît tensiunea aplicată pe baza tranzistorului Q_{106} (tensiune notată pe desen cu V_{prag}) tranzistorul

Fig. 6.6. Schema unui comparator din β L100.

pe figură cu Q_{106} , Q_{107} și Q_{108} , Q_{109} . Sarcina activă este constituită din tranzistoarele Q_{110} , Q_{111} . Întregul etaj diferențial este alimentat de un generator de curent $I_1 = 30 \mu\text{A}$. Se folosesc în intrare tranzistoare *pnp* deoarece această structură permite o funcționare normală și pentru tensiuni de intrare de mod comun egale sau chiar mai mici (negative) față de masă (substrat);

- un etaj pilot, format din tranzistorul Q_{103} alimentat în curent constant de generatorul $I_4 = 30 \mu\text{A}$. Acesta contribuie substanțial la transconductanța comparatorului având în același timp și rol de etaj tampon între intrare și etajul final;
- un etaj de ieșire format din combinația Q_{101} , Q_{102} capabil să absoarbă curentul injectat în lanțul de LED-uri și în același timp să nu reprezinte o sarcină semnificativă pentru etajul pilot;
- un circuit special care produce comparatorului un *histeresis* de circa 10 mV. Este format din tranzistoarele Q_{104} și Q_{105} și rezistențele R_{11} , R_{13} . Acest etaj este util atunci când comparatorul ajunge aproape de pragul de basculare. Întreaga schemă se va afla în acest moment în regim liniar și lipsindu-i mijloacele adecvate de compensare în frecvență poate oscila cu ușurință. În plus pentru tensiuni de intrare a căror valoare este „pe prag”, dar din diferite motive ea variază ușor (milivoți datorăți zgometului, brumului, ondulației reziduale etc.) comparatorul va bascula necontrolat, făcând ca ultimul LED din bareta luminoasă să pîlpîie.

Histeresisul introdus maschează această comportare și comparatorul rămîne ferm într-o stare atîta timp cît tensiunea de intrare variază în acest interval.

Funcționarea comparatorului. Atunci cînd tensiunea de intrare care se aplică pe baza tranzistorului Q_{109} este mai mică decît tensiunea aplicată pe baza tranzistorului Q_{106} (tensiune notată pe desen cu V_{prag}) tranzistorul

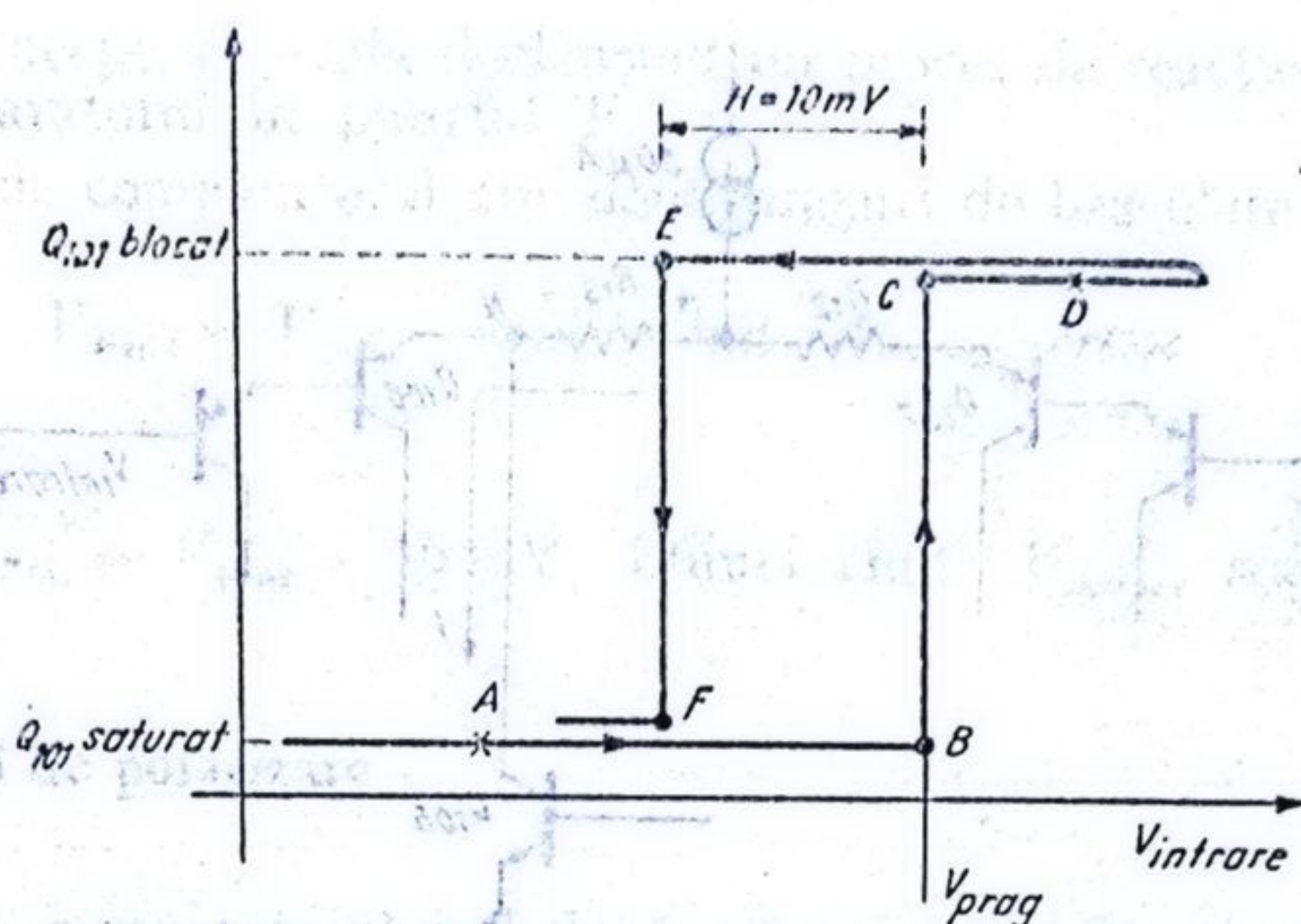


Fig. 6.7. Diagrama de comutare a comparatorului.

Q_{108} conduce tot curentul I_1 și Q_{107} este blocat. Ca urmare tranzistorul Q_{110} este saturat, blocând ferm tranzistorul pilot Q_{103} . Tot curentul injectat de generatorul I_4 intră în baza tranzistorului, saturând întreaga combinație Q_{102} , Q_{101} ; curentul I_{LED} este absorbit de Q_{101} tensiunea colectorului lui necrescând peste 1,2V (tipic 0,9V) stingînd în acest fel tot lanțul de LED-uri conectate de la acest colector la masă. În această stare tranzistorul Q_{103} fiind blocat nici tranzistorul Q_{105} nu va conduce și nodul N nu va fi cu nimic perturbat.

Privind diagrama din figura 6.7 ne aflăm în punctul A. Crescînd tensiunea de intrare se va atinge punctul B. Aici tranzistorul Q_{108} începe să se închidă pe cînd prin tranzistorul Q_{107} va curge un curent din ce în ce mai important. Etajul diferențial se va balansa, în partea în care curentul injectat de Q_{107} ajunge mai mare decît cel extras de Q_{110} . Curentul excedentar va fi absorbit de baza tranzistorului Q_{103} . Intrarea în conducție a lui Q_{103} are două efecte. Pe de o parte blocajul grupului de ieșire Q_{101} , Q_{102} iar pe de altă parte activarea oglinzii Widlar⁴ Q_{104} , Q_{105} , R_{11} . Tranzistorul Q_{105} începe să conducă un curent care extras din nodul N produce o cădere suplimentară de tensiune pe rezistența R_{13} care va accelera procesul de blocare a tranzistorului Q_{108} și de deschidere a tranzistorului pereche Q_{107} . Această stare este indicată în figura 6.8. Deschiderea tranzistorului Q_{105} provoacă o cădere de tensiune suplimentară egală cu $R_{13} \times I$. Sensul acestei tensiuni este astfel încît micșorează tensiunea față de masă a emitorului tranzistorului Q_{108} conducîndu-l suplimentar spre blocare.

Reacția pozitivă provocată de acțiunea tranzistorului Q_{103} conduce rapid, întregul circuit în starea Q_{101} blocat. În această poziție notată cu C pe figura 6.7 Q_{103} este blocat, Q_{107} conduce tot curentul I_1 care îl saturează pe Q_{103} . Etajul final Q_{102} , Q_{101} este blocat, iar curentul generatorului I_4 curge prin Q_{103} și Q_{104} . Tranzistorul Q_{105} va conduce un curent maxim de circa 10 μA care provoacă o cădere de tensiune de 10 mV pe rezistența R_{13} .

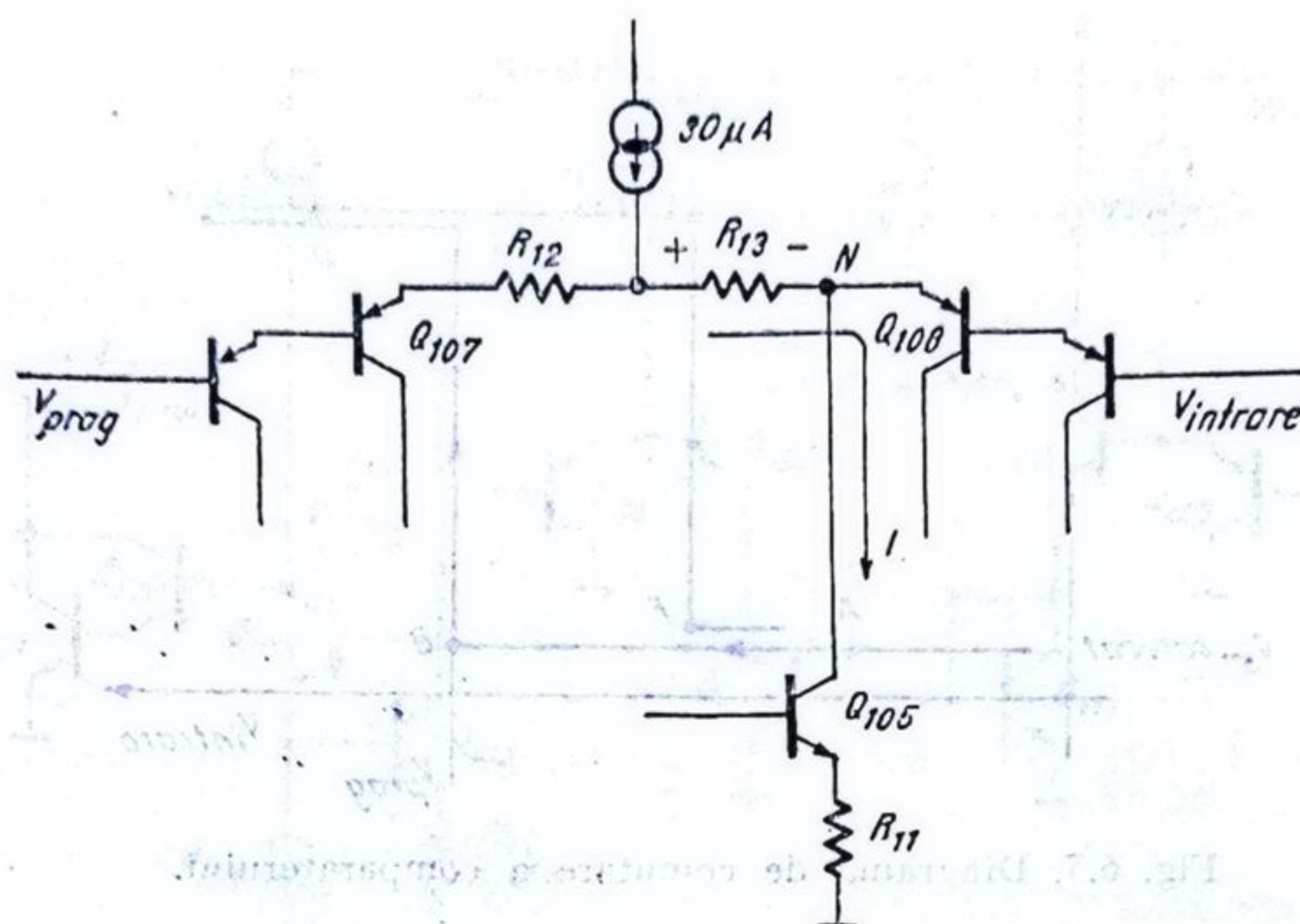


Fig. 6.8. Efectul tranzistorului Q_{105} asupra etajului de intrare a comparatorului.

Tensiunea de intrare crescând în continuare nu poate modifica cu nimic starea comparatorului (punctul D). Schema echivalentă a amplificatorului diferențial de intrare este dată în figura 6.9.

Când tensiunea de intrare coboară către tensiunea de prag amplificatorul diferențial conține aparent un generator de tensiune $E_H = 10 \text{ mV}$, interpus între intrare și prag. În acest caz pentru a aduce la balans diferențialul de intrare trebuie ca tensiunea de intrare să coboare la

$$V_{intrare} = V_{prag} - E_H(10 \text{ mV})$$

adică să se atingă punctul E din figura 6.7. Acum fenomenele se petrec invers față de tranziția $B \rightarrow C$. Tranzistorul Q_{103} se blochează saturând etajul final și în același timp micșorând curentul absorbit de tranzistorul Q_{105} . Va-

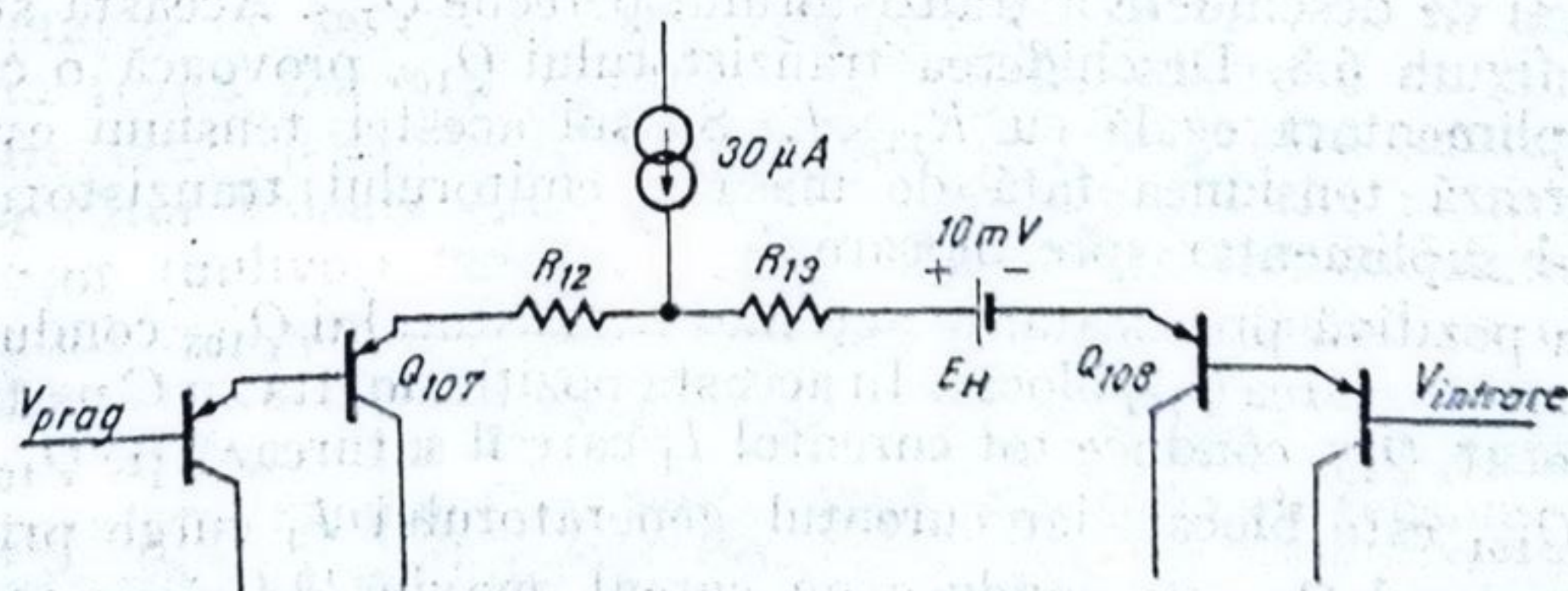


Fig. 6.9. Schema echivalentă a intrării comparatorului pentru tensiuni $V_{intrare} > V_{prag}$.

loarea lui E_H începe să scadă declanșând un proces de reacție pozitivă care conduce comparatorul în punctul F .

În concluzie comparatorul are două praguri de basculare și anume:

$$V_{P_{\text{cus}}} = V_{\text{prag}} \text{ atunci când } V_{\text{intrare}} \text{ crește}$$

și

$$V_{P_{\text{jos}}} = V_{\text{prag}} - 10 \text{ mV atunci când } V_{\text{intrare}} \text{ scade.}$$

6.2.3. Circuitul de polarizare

În schema comparatorului și după cum se va vedea și pentru schema generatorului de curent al LED-urilor au fost introduse mai multe generatoare de curent utilizate în alimentarea circuitelor respective. Construcția acestor generatoare este reprezentată în figura 6.10.

Rezistența cheie care dictează valorile tuturor generatoarelor de curent de polarizare este R_5 . Mărimea ei determină curentul ce trece prin dioda Q_{16} și are valoarea de $12,2 \text{ k}\Omega$ ($0,5 \text{ mA}$). Tranzistorul Q_{15} reprezintă o sursă Widlar care reduce curentul la $64 \mu\text{A}$ și îl injectează în tranzistorul Q_{14} , tranzistor identic din punct de vedere geometric și tehnologic cu cele 6 tranzistoare $Q_{112} \dots Q_{612}$. Deoarece bazele celor 6 tranzistoare de polarizare plus dioda cu rol de oglindă Q_{14} , necesită un curent important, acesta este susținut de tranzistorul Q_{13} .

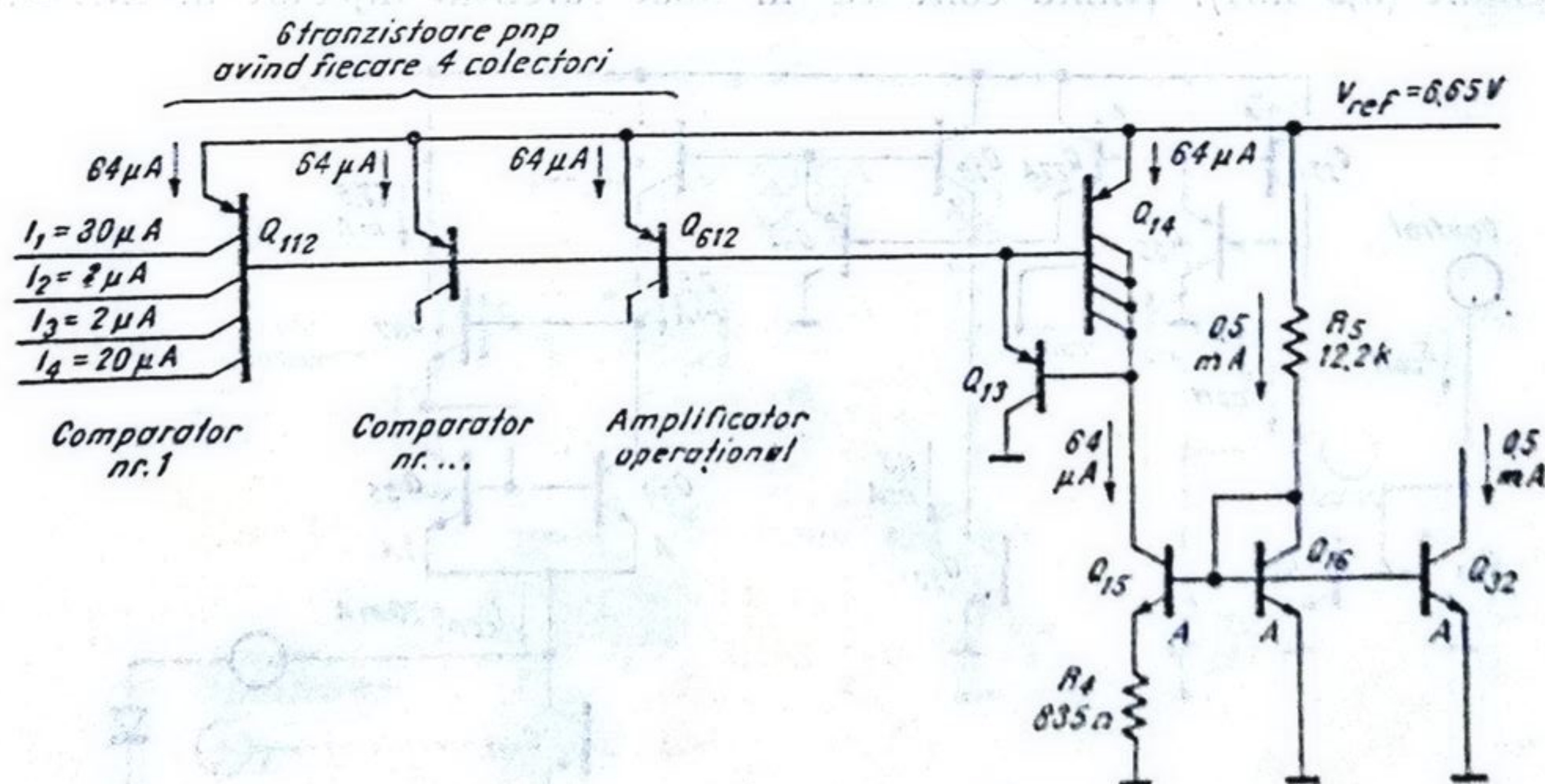


Fig. 6.10. Rețeaua de polarizare a circuitului $\beta L 100$.

6.2.4. Generatorul de curent pentru aprinderea LED-urilor

În circuitul integrat β L100 este înglobat un generator de curent care este capabil să injecteze un curent constant indiferent de numărul de LED-uri comandat, sau de culoarea lor. Acest circuit este desenat în figura 6.11 și ieșirea lui este comună cu tranzistorul final al comparatorului numărul 7.

Generatorul de curent propriu-zis este format din tranzistoarele Q_{34} , Q_{35} , Q_{37} . Din modul de conectare al acestor tranzistoare se recunoaște o sursă de curent de tip Wilson³. S-a adoptat această configurație, datorită impedanței mari de ieșire, față de impedanța de ieșire a unui singur tranzistor care lucrează cu curenți de colector de circa 20 mA. Se remarcă raportul diferit dintre ariile de emitor ale tranzistoarelor Q_{34} și Q_{35} .

Sursa de curent Wilson este alimentată cu 2,5 mA de tranzistorul Q_{28-30} , provocând prin tranzistorul Q_{35} curgerea unui curent de 7 ori mai mare, adică 16,5 mA. În total curentul injectat în LED-uri este format din suma curenților care trec prin cele două tranzistoare Q_{35} , Q_{34} (20 mA).

Curentul de excitație generat de tranzistorul Q_{28-30} (2,5 mA) este determinat de raportul ariilor de colector al tranzistoarelor Q_{28} , Q_{28-30} (1/5) și de valoarea curentului absorbit de colectorul tranzistorului Q_{32} , tranzistor care conduce un curent fixat la 0,5 mA; formal el face parte din rețeaua de polarizare descrisă anterior, reprezentată în figura 6.10.

În nodul N constituit de colectorul tranzistoarelor Q_{28} și Q_{35} se află conectat și colectorul tranzistorului Q_{27A} care este capabil să absoarbă un curent I_{COM} , aproximativ egal cu curentul injectat din exterior în terminalul de control.

Acest curent, atunci când este diferit de zero, diminuează valoarea curentului prin tranzistorul Q_{28} , deoarece tranzistorul Q_{32} conduce un curent constant (0,5 mA). Ținând cont că în final curentul injectat în LED-uri

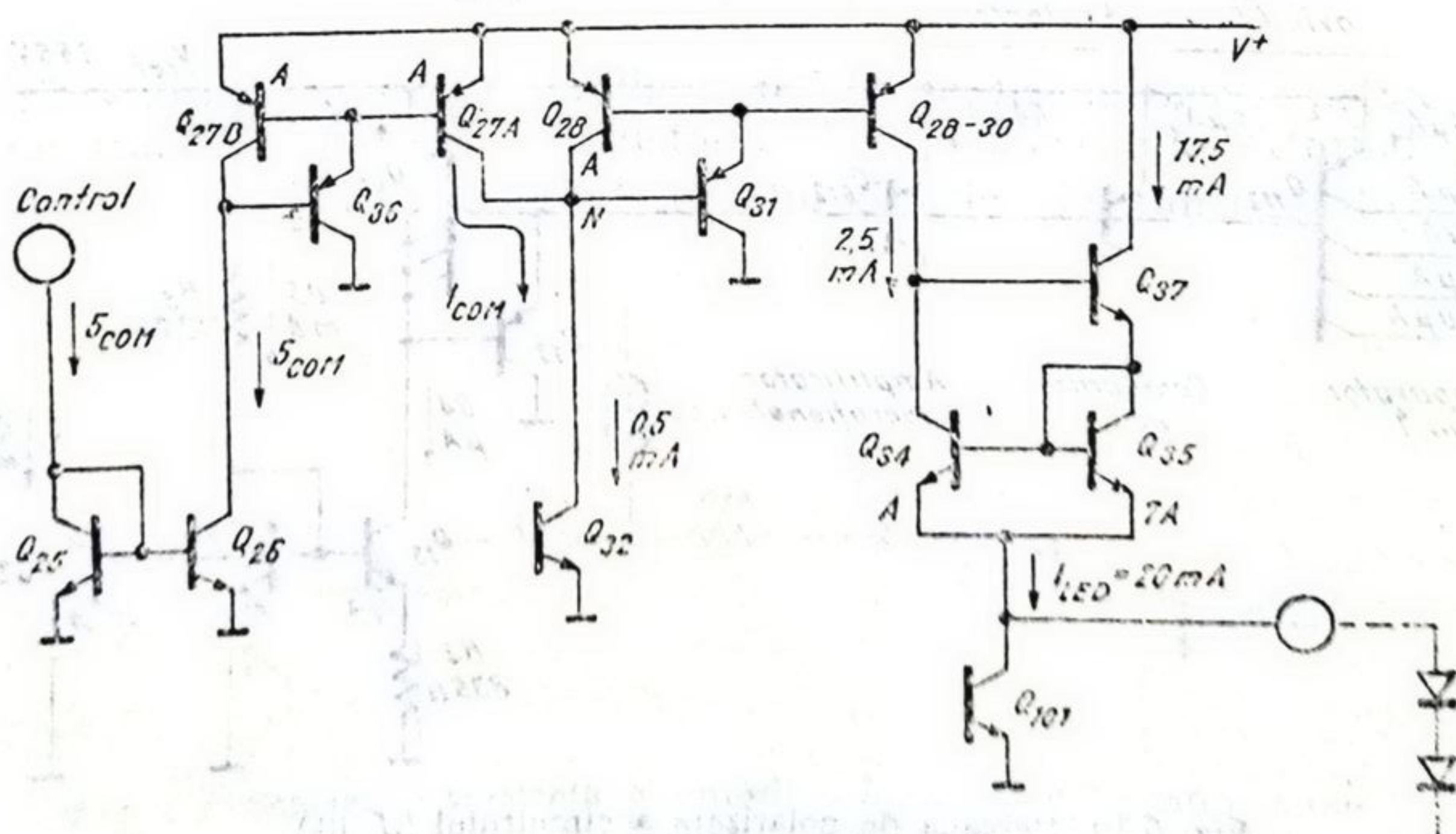


Fig. 6.11. Schema generatorului de curent I_{LED} .

6.2.4. Generatorul de curent pentru aprinderea LED-urilor

În circuitul integrat β L100 este înglobat un generator de curent care este capabil să injecteze un curent constant indiferent de numărul de LED-uri comandat, sau de culoarea lor. Acest circuit este desenat în figura 6.11 și ieșirea lui este comună cu tranzistorul final al comparatorului numărul 7.

Generatorul de curent propriu-zis este format din tranzistoarele Q_{34} , Q_{35} , Q_{37} . Din modul de conectare al acestor tranzistoare se recunoaște o sursă de curent de tip Wilson³. S-a adoptat această configurație, datorită impedanței mari de ieșire, față de impedanța de ieșire a unui singur tranzistor care lucrează cu curenți de colector de circa 20 mA. Se remarcă raportul diferit dintre ariile de emitor ale tranzistoarelor Q_{34} și Q_{35} .

Sursa de curent Wilson este alimentată cu 2,5 mA de tranzistorul Q_{28-30} , provocând prin tranzistorul Q_{35} curgerea unui curent de 7 ori mai mare, adică 16,5 mA. În total curentul injectat în LED-uri este format din suma curenților care trec prin cele două tranzistoare Q_{35} , Q_{34} (20 mA).

Curentul de excitație generat de tranzistorul Q_{28-30} (2,5 mA) este determinat de raportul ariilor de colector al tranzistoarelor Q_{28} , Q_{28-30} (1/5) și de valoarea curentului absorbit de colectorul tranzistorului Q_{32} , tranzistor care conduce un curent fixat la 0,5 mA; formal el face parte din rețeaua de polarizare descrisă anterior, reprezentată în figura 6.10.

În nodul N constituit de colectorul tranzistoarelor Q_{28} și Q_{35} se află conectat și colectorul tranzistorului Q_{27A} care este capabil să absoarbă un curent I_{COM} , aproximativ egal cu curentul injectat din exterior în terminalul de control.

Acest curent, atunci când este diferit de zero, diminuează valoarea curentului prin tranzistorul Q_{28} , deoarece tranzistorul Q_{32} conduce un curent constant (0,5 mA). Ținând cont că în final curentul injectat în LED-uri

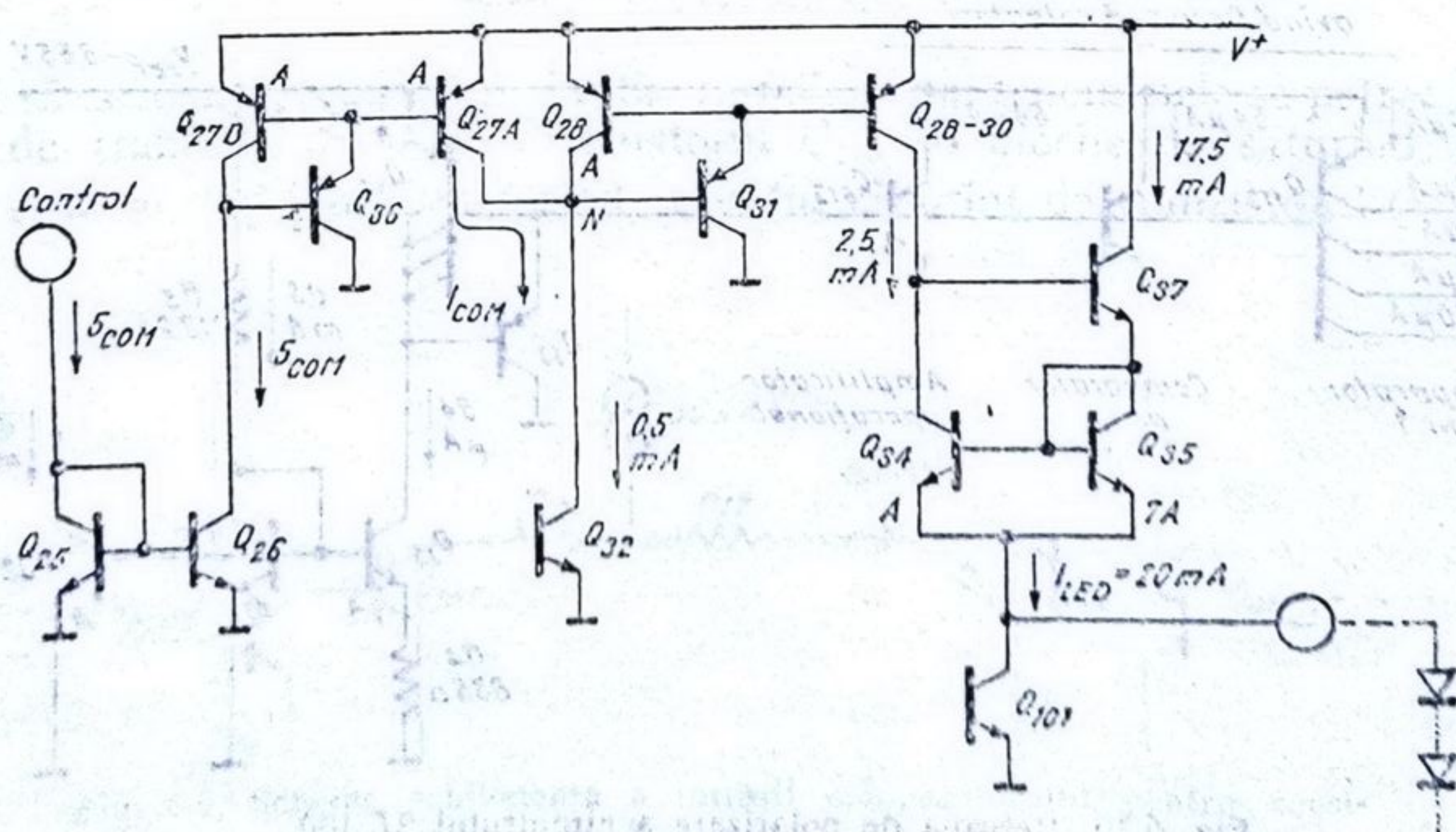


Fig. 6.11. Schema generatorului de curent I_{LED} .

reprezintă un multiplu de $8 \times 5 = 40$ al curentului prin tranzistorul Q_{28} , pentru modul N se poate scrie relația:

$$I_{COM} + \frac{I_{LED}}{40} = 0,5 \text{ mA}$$

adică

$$I_{LED} = 20 \text{ mA} - 40 I_{COM}.$$

6.2.5. Amplificatorul operațional⁴

Este un bloc care nu aparține schemei de afișaj, dar care se dovedește extrem de util în aplicații. El este inclus pentru preprocesarea semnalului primit înainte de a fi afișat, situație care apare curent în aplicații.

Schema acestui amplificator operațional este dată în figura 6.12 și se aseamănă mult cu cea a comparatorului.

Etajul de intrare este format dintr-o pereche de tranzistoare *pnp* pentru a putea amplifica semnale având tensiuni apropiate de 0V. Ieșirea este constituită din repetorul pe emitor Q_{44} și rezistența R_{16} . Această configurație permite funcționarea corectă a amplificatorului cu tensiuni de ieșire apropiate de 0V, caracteristică extrem de importantă dacă ținem seama că prima treaptă de afișaj este de 100 mV. Deci ieșirea amplificatorului operațional trebuie să funcționeze corect (nu în saturație) pentru tensiuni de ieșire mai mici de 100 mV. Deoarece amplificatorul operațional este destinat să lucreze cu o reacție negativă externă mai mare sau mai mică, eventual neliniară, compensarea în frecvență se poate face prin adăugarea unui condensator extern a cărui valoare va fi adaptată aplicației în cauză.

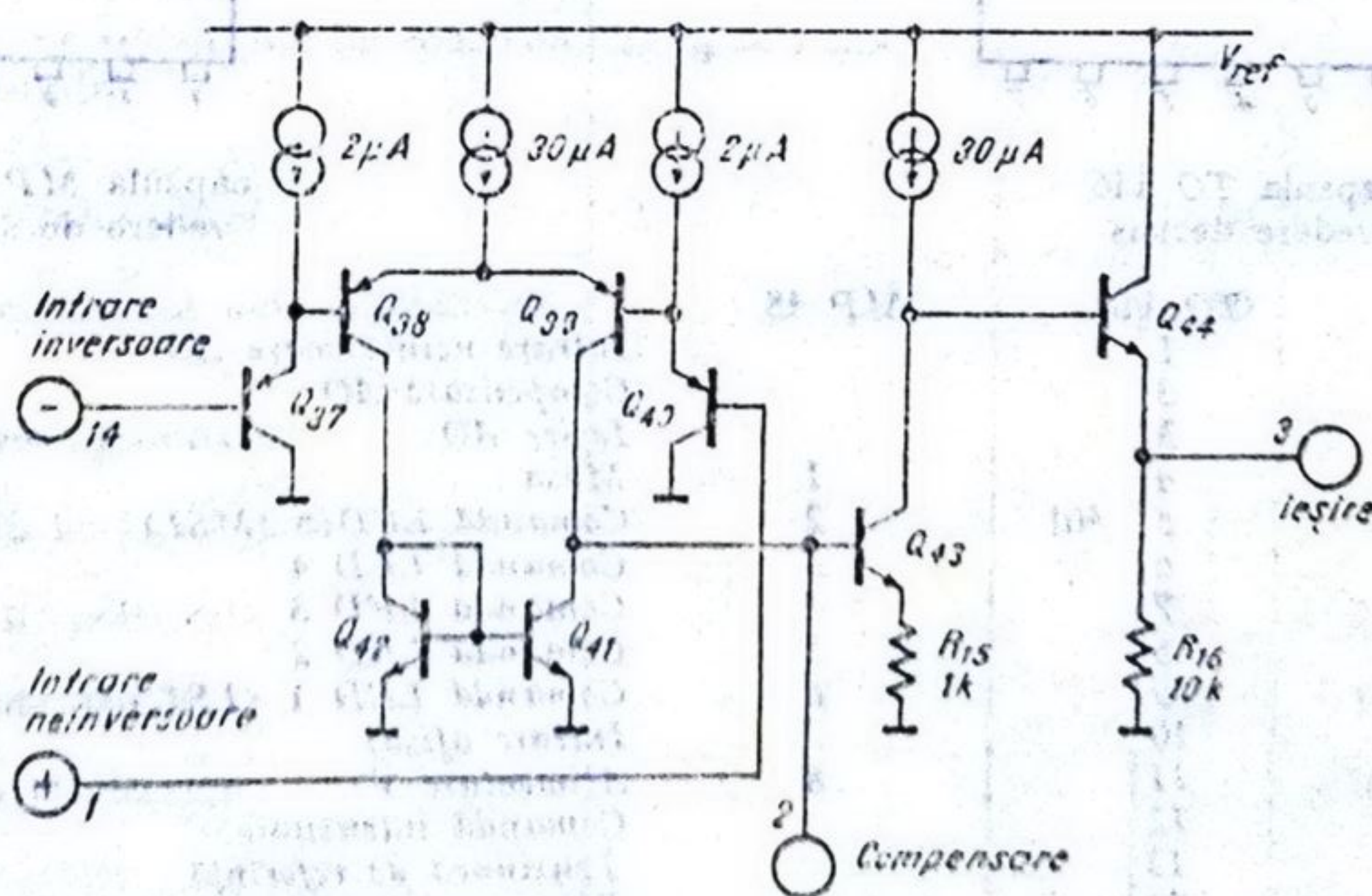


Fig. 6.12. Amplificatorul operațional din $\beta L 100$.

6.3. Parametri

Valorile mărimilor asociate circuitului integrat $\beta L100$ sînt date în tabelul 6.2.

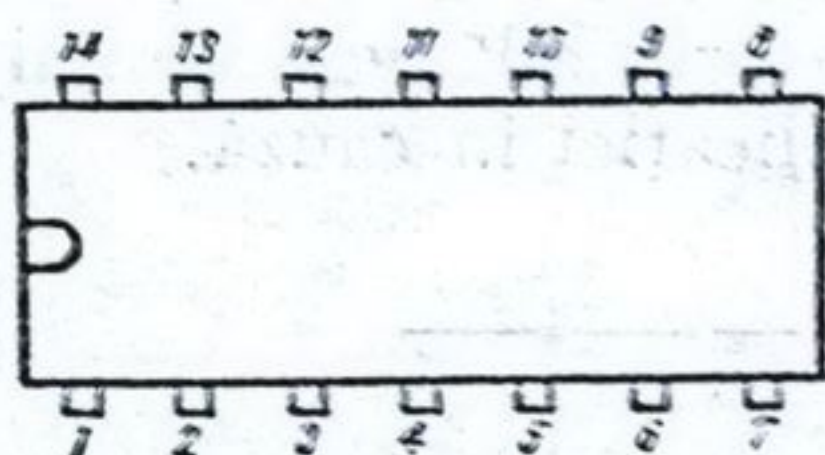
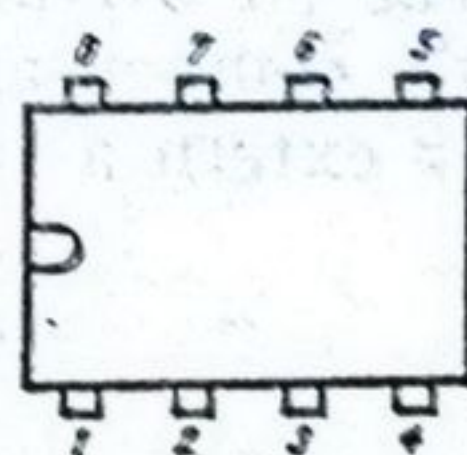
Tabelul 6.2

Circuit pentru comanda în cascadă a diodelor electroluminescente
BL 100

VALORI LIMITA ABSOLUTĂ

Tensiunea de alimentare	+ 10V ... + 18 V
Tensiune aplicată pe intrarea afişajului	- 0,3V ... + 5 V
Curentul maxim extras din referinţă	1 mA
Curentul maxim extras din ieşirea AO	1 mA
Curentul maxim admis de un tranzistor saturat	50 mA
Tensiuni de intrare maxime pentru AO	-0,3V ... + 5 V
Puterea disipată maximă TO 116	500 mW
MP 4S	300 mW
Rezistenţa termică TO 116	200°C/W
MP 4S	250°C/W
Temperatura maximă a joncţiunilor	125°C
Gama temperaturilor de funcţionare	-25°C ... + 70°C
Gama temperaturilor de stocare	-25°C ... + 125°C

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR

capsula TO 116
vedere de suscapsula MP 4S
vedere de sus

TO 116

MP 4S

1
3
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14

1
2
3
4
5
6
7
8

Intrare neinvertoare AO
Compensare AO
Ieşire AO
Masa
Comandă LED 5 (MSL)
Comandă LED 4
Comandă LED 3
Comandă LED 2
Comandă LED 1 (LSL)
Intrare afişaj
Alimentare V⁺
Comandă intensitate
Tensiunea de referinţă
Intrare inversoare AO

Tabelul 6.2 (continuare)

CARACTERISTICI ELECTRICE (la $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V^+ = 12\text{ V}$ dacă nu se specifică altfel) βL100

Parametrul	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unități
Curentul de alimentare	$I_{LED} = 0\text{ mA}$		2,8		mA
Ieșirile spre LED	blocat saturat/20 mA			10 1,2	μA V
Curentul de polarizare la intrarea afișajului	$v_{in} = 0\text{ V}$		1	10	μA
Tensiunea de referință	$I_{ref} = 0\text{ mA}$	6,4	6,6	7	V
Stabilizarea cu alimentare	$V^+ = 12\text{ V} \dots 18\text{ V}$		40		mV
Stabilizarea cu sarcină	$I_{ext} = 0 \dots 1\text{ mA}$		8		mV
Stabilitatea în temperatură			0,2		mV/°C
Curentul de alimentare al LED-urilor	$I_{COM} = 0$ $V_o = 10\text{ V}$	17	20	25	mA
Rezistența de ieșire a generatorului LED	$I_{COM} = 0$ $V_o = 0 \dots 10\text{ V}$		5		k Ω
Comanda intensității	tipic $I_{LED} = 20\text{ mA} - 40\text{ I}_{COM}$				mA
Tensiunea pe terminalul de comandă a intensității	$I_{COM} = 1\text{ mA}$		0,7		V
Precizia întregului afișaj			± 30		mV
Histererezisul afectat unui comparator			10		mV
Amplificatorul operațional					
Câștigul cu buclă deschisă		10^4			
Curentul de polarizare		0,2	2		μA
Curentul de decalaj		0,2	1		μA
Tensiunea de decalaj			± 10		mV

Limitele absolute trebuie respectate strict deoarece depășirea lor provoacă procese distructive, ireversibile, în structura circuitului integrat, determinând de obicei defectarea sa catastrofică.

6.4. Aplicații

6.4.1. Utilizarea directă a circuitului β L100 (Afișaj cu 5 LED-uri)

Circuitele integrate β L100 încapsulate în capsula minidip MP 48 (8 terminale) sînt destinate unor utilizări directe.

Schema cea mai simplă de utilizare este desenată în figura 6.13. Atunci cînd tensiunea de intrare de c.c. este mică dar depășește primul prag va lumina numai LED-ul numărul 1. Dacă tensiunea din intrare de c.c. depășește 1 V (variante liniară) sau 2 V (variante logaritmică), atunci va lumina întreaga bară de LED-uri.

Cînd sursa de semnal aplică la terminalul de intrare o tensiune alternativă fără componentă de c.c. și plasată în domeniul frecvențelor audio, atunci se petrec două efecte:

- Apare o redresare incidentă caracteristicii de intrare a afișajului. Tensiunile de valoare pozitivă beneficiază de o impedanță de intrare ridicată și alternanța pozitivă aprinde proporțional bara cu LED-uri. În schimb alternanțele negative nu vor fi afișate, iar în intrare curentul debitat de sursa de semnal va fi limitat la o valoare care nu pune în pericol integritatea circuitului integrat (sau eventual a sursei de semnal).
- Constanta de timp de integrare asociată percepției vizuale integrează valorile instantanee ale lungimii barei luminoase.

În consecință circuitul desenat în figura 6.15 va afișa valoarea medie (integrată) a amplitudinii semnalului alternativ aplicat pe intrare.

Pentru acest afișaj cu 5 diode electroluminiscente se pot utiliza oricare din variantele circuitului β L100, de preferință cele încapsulate în minidip (β L101, 102, 103, 104). De ase-

meni în șirul de LED-uri se pot intercala exemplare de culori diferite deoarece în acest lanț se injectează un curent de polarizare constant.

Dacă bara este formată numai din LED-uri roșii atunci o alimentare de 12V este suficientă. În cazul în care se folosesc LED-uri cu tensiunea de funcționare mai ridicată (verzi, galbene) alimentarea circuitului trebuie fixată la circa 16 V. În toate cazurile, pentru a asigura o funcționare corectă a generatorului de curent se recomandă

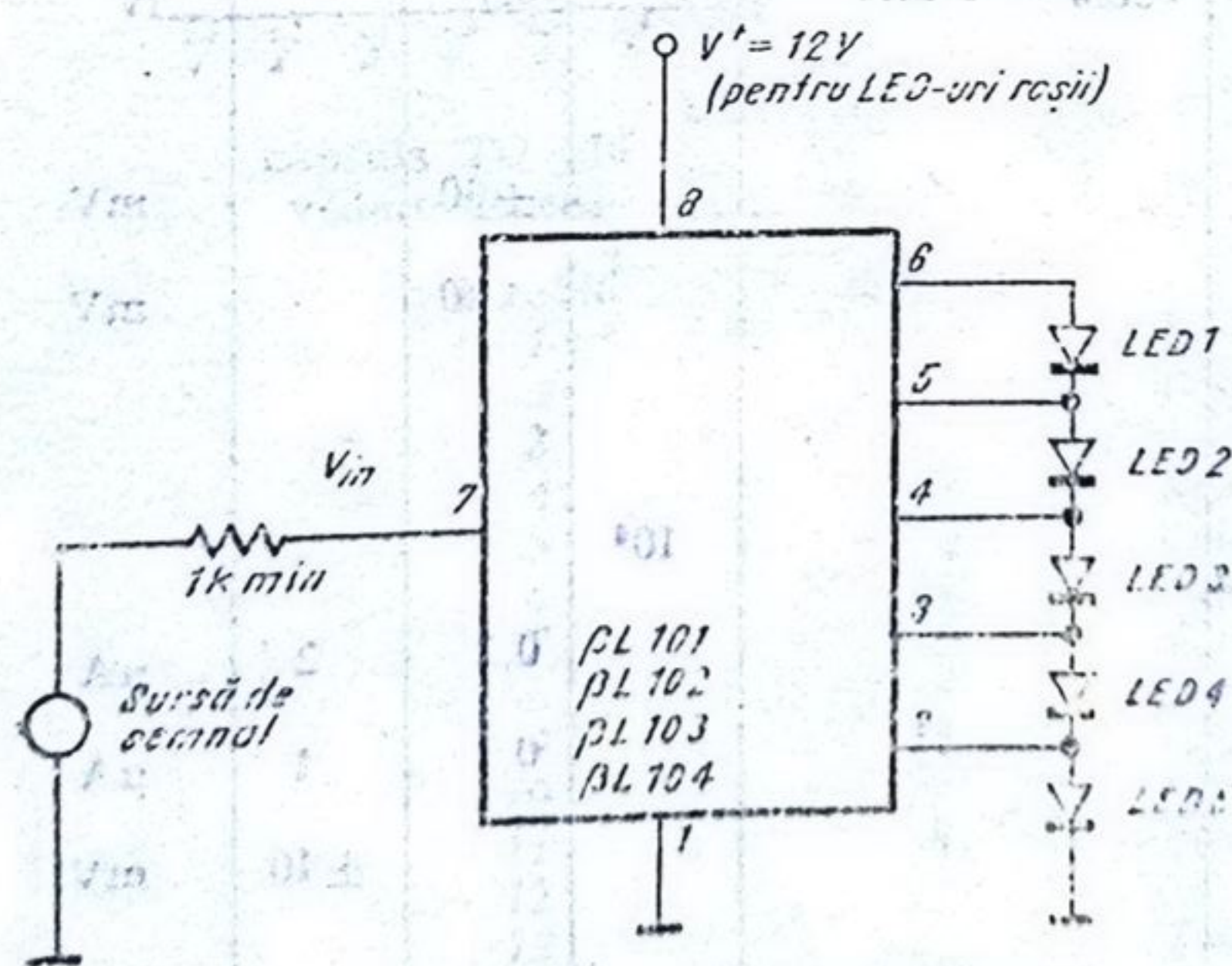


Fig. 6.13. Afișaj cu 5 LED-uri.

a păstra o rezervă de circa 2 V între valoarea alimentării și tensiunea corespunzătoare tuturor LED-urilor din bareta aprinsă complet.

6.4.2. Afișaj cu 10 LED-uri

Din descrierea anterioară (vezi tabelul 6.1) se observă că există două categorii de circuite cu pragurile decalate unul în „golul” celuilalt. Astfel $\beta L101$ are pragurile 0,1/0,3/0,5/0,2/0,9 pe când $\beta L102$ comută pentru 0,2/0,4/0,6/0,8/1V. Combinând aceste două circuite într-o schemă tandem va rezulta un afișaj cu 10 LED-uri, avînd praguri din 0,1 V în 0,1 V pentru un domeniu cuprins între 0 și 1 V. Schema de realizare a acestui afișaj este desenată în figura 6.14. Aceeași tehnică poate fi utilizată și pentru variantele logaritmice, rezultînd un afișaj în domeniul $-20 \text{ dB} \dots +6 \text{ dB}$.

6.4.3. Comanda intensității luminoase a LED-urilor

Pentru a regla manual intensitatea luminoasă a întregii barete cu diode electroluminiscente se va utiliza schema desenată în figura 6.15. Atunci cînd rezistența semireglabilă, R_T este fixată la $R_T \approx 0$, curentul care intră în terminalul de comandă are valoarea

$$I_{COM1} = \frac{V_{ref} - V_{BE}}{R_1} = \frac{6,6 - 0,6}{R_1} = \frac{6V}{R_1}.$$

Alegîndu-se valoarea rezistenței R_1 astfel încît $I_{COM1} > 0,5 \text{ mA}$ bareta de LED-uri este stinsă ($R_1 < 10 \text{ k}\Omega$).

Crescînd valoarea semireglabilului R_T se obțin diferite valori pentru I_{COM} pînă la I_{COM2} .

Cu valorile indicate în figura 6.17 se obține:

$$I_{COM1} = 0,88 \text{ mA} \quad \text{și} \quad I_{COM2} = 0,056 \text{ mA}.$$

Valoarea curentului dat de generatorul de curent I_{LED} depinde de curentu de comandă I_{COM} conform relației

$$I_{LED} = 20 \text{ mA} - 40 I_{COM}.$$

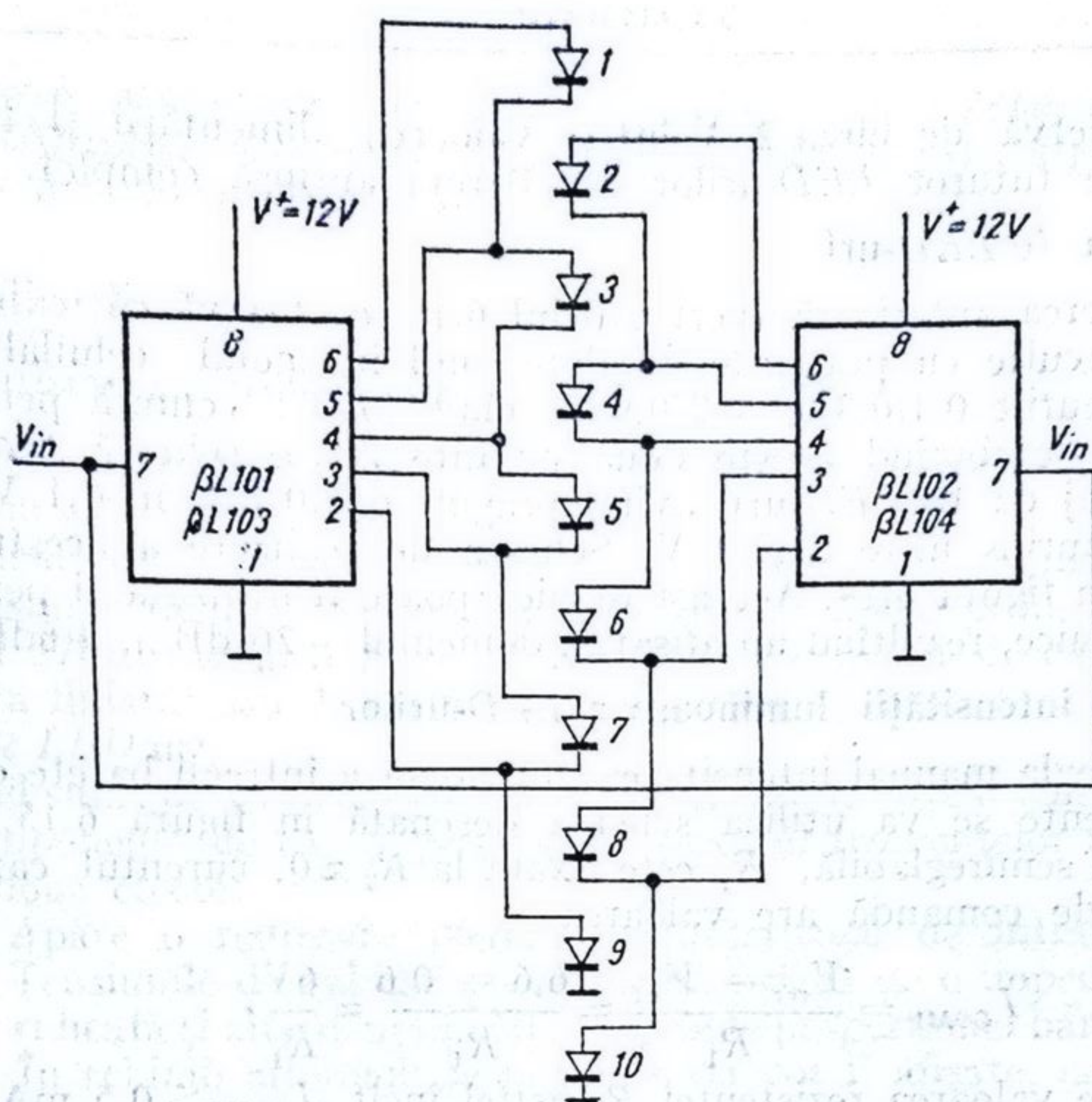
Așadar,

$$I_{LED}^1 = 0 \text{ (de fapt negativ)} \quad \text{și} \quad I_{LED}^2 = 17,8 \text{ mA}.$$

În consecință, din potențiometrul R_T se obține un curent controlat prin LED-uri, de la 0 mA și pînă la aproximativ 18 mA, făcînd ca strălucirea LED-urilor să varieze de la starea „stins” pînă aproape de intensitatea maximă posibilă ($\approx 20 \text{ mA}$).

6.4.4. Comanda intensității LED-urilor în funcție de iluminarea ambiantă

Înlocuind rezistența R_T cu un fototranzistor pe fereastra căruia cade lumina ambiantă se va obține un reglaj de strălucire al intensității LED-urilor în funcție de iluminarea mediului ambiant. Această schemă este reprezentată în figura 6.16. Prin valoarea rezistenței R_1 se ajustează intensitatea dorită a LED-urilor atunci cînd lumina ambiantă este maximă. În acest caz s-a considerat că sensibilitatea fototranzistorului permite obținerea unui curent mai mare de 0,5 mA în emiter.



Praguri liniare	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1	V	βL101 și βL102
Praguri logaritmice	-20	-15	-10	-6	-3	-1,5	0	+1,5	+3	+6	-dB	βL103 și βL104
Numărul maxim de LED-uri aprinse	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1		

Fig. 6.14. Afișaj cu 10 LED-uri.

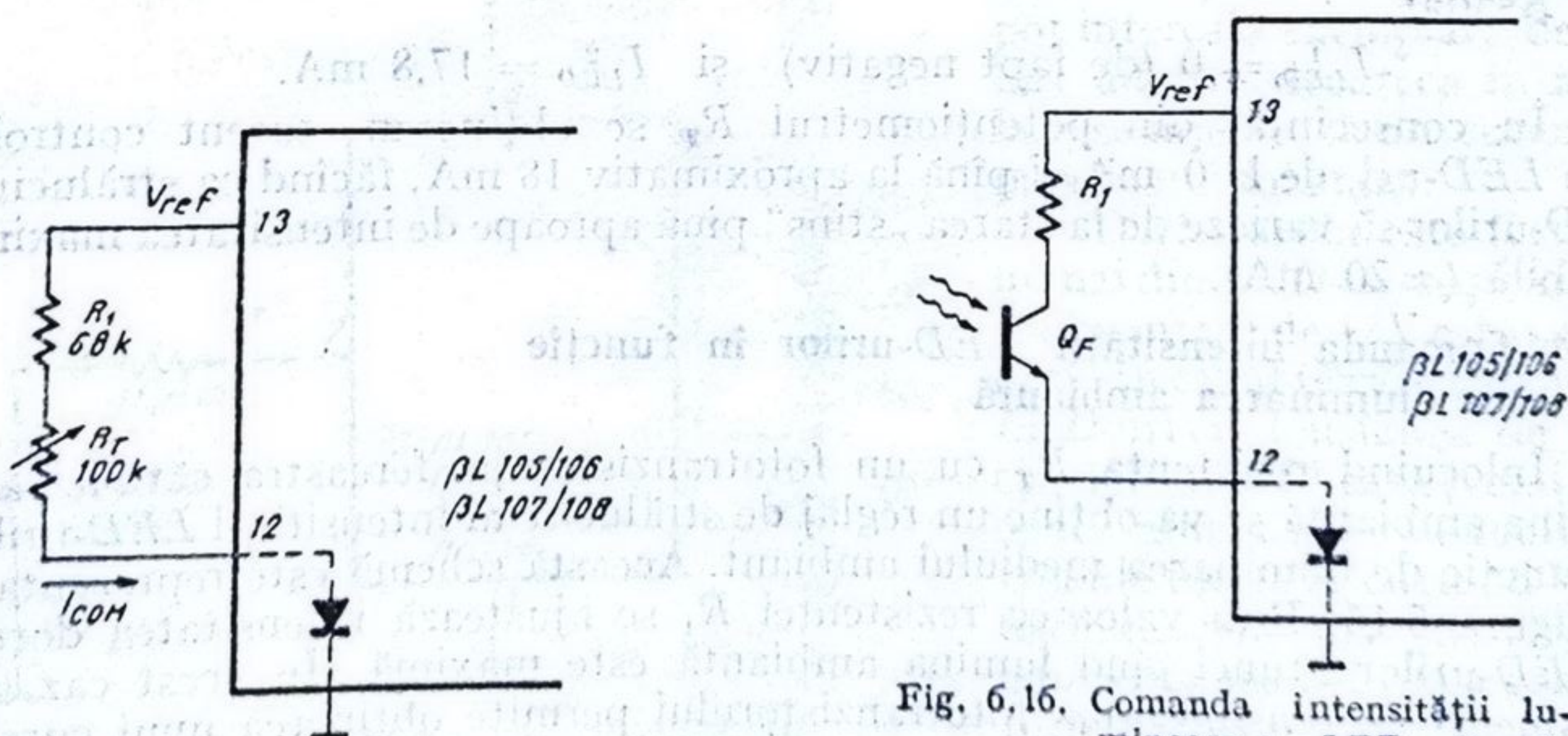


Fig. 6.15. Comanda intensității luminoase a LED-urilor.

Fig. 6.16. Comanda intensității luminoase a LED-urilor în funcție de iluminarea ambiantă.

6.4.5. Detector de vîrf simplă alternanță

Cu ajutorul unei diode exterioare se poate construi un afișaj multumitor ca precizie, care este capabil să afișeze valoarea de vîrf a semnalului prezentat în intrare. Schema este desenată în figura 6.17.

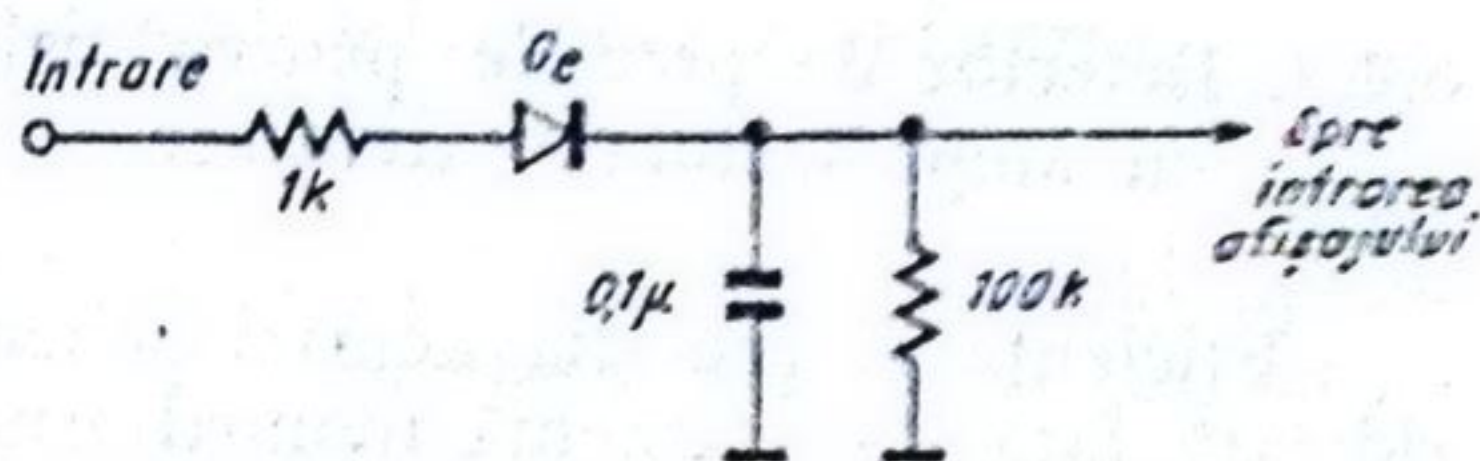


Fig. 6.17. Detector de vîrf simplă alternanță.

Deoarece neliniaritatea diodei este pronunțată la semnale mici ($< 0,2$ V) circuitul $\beta L100$ va primi la intrare forme de unde distorsionate în jurul semnalelor mici. De aceea această schemă se recomandă numai în cazul afișajelor informative (de protocol) în care precizia practic nu contează. Utilizarea diodelor din siliciu este inadecvată, din cauza tensiunii de deschidere mari ($\approx 0,6$ V).

6.4.6. Detector de precizie monoalternanță cu amplificator exterior

Neliniaritatea schemei prezentate anterior în figura 6.18 se elimină prin utilizarea unui detector monoalternanță de precizie care folosește un amplificator operațional. Un asemenea amplificator pentru a răspunde corect în gama frecvențelor audio în special la limita de sus (20 kHz) trebuie să fie de tip $\beta M301A$ compensat exterior, eventual folosind tehnica „feed-forward compensation 5”, sau unul din tipurile $\beta F355/356$.

Tensiunea de deschidere a diodei D_1 se împarte (din punctul de vedere la semnalului de la intrare) la câștigul cu bucla deschisă a amplificatorului utilizat, ajungînd neglijabilă.

La ieșirea detectorului (nodul notat A pe figura 6.20) apare alternanța negativă a semnalului aplicat pe intrare. Această tensiune este filtrată de grupul R_3C_2 . După dorință schema poate fi folosită pentru obținerea valorilor medii sau de vîrf ale semnalelor aplicate în intrare.

De asemeni câștigul global poate fi modificat pentru a adapta cît mai corect sursa de semnal la afișaj.

Toate aceste cazuri, împreună cu valorile componentelor ce trebuie utilizate sînt evidențiate în figura 6.18.

Inconvenientul unei asemenea scheme, este dat de existența alimentării V_- , care nu este întotdeauna disponibilă într-un echipament audio.

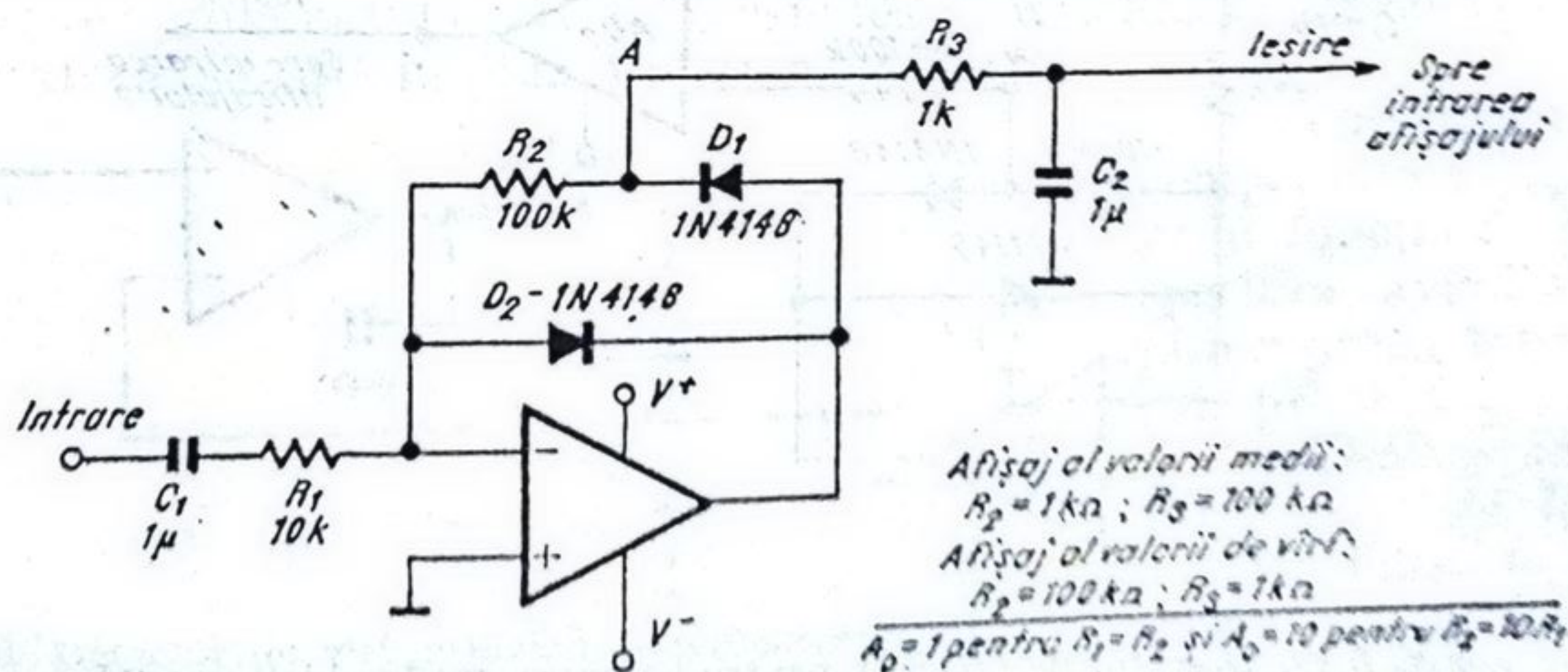


Fig. 6.18. Detector de precizie monoalternanță cu amplificator exterior.

6.4.7. Detector de precizie pentru valoarea medie, bialternanță, cu amplificatoare externe.

Eficiența și precizia acestei scheme de detecție bialternanță este mai ridicată față de o schemă monoalternanță. Însă, după cum se remarcă din figura 6.19 această abordare este mai complexă și costisitoare.

Amplificatorul operațional AO_1 realizează o detecție simplă alternanță de tipul celei desenate în figura 6.18. Ieșirea acestuia este aplicată amplificatorului AO_2 la intrarea neînversoare prin intermediul unei rezistențe R ($100\text{ k}\Omega$) împreună cu semnalul original, conectat la intrarea inversoare printr-o rezistență de valoare dublă, $2R$ ($200\text{ k}\Omega$).

Pentru alternanța pozitivă a semnalului de intrare, ieșirea detectorului echipat cu amplificatorul AO_1 va avea aceeași valoare însă inversată cu 180° ca fază. În această situație amplificatorul AO_2 primește „ $-v_{in}$ ” în nodul N și „ $+v_{in}$ ” în nodul M . În consecință ieșirea amplificatorului AO_2 , exceptând efectul condensatorului va fi „ $-v_{in}$ ”.

Alternanța negativă a semnalului de intrare blochează detectorul AO_1 , adică pentru orice valoare a semnalului de intrare tensiunea nodului A este zero ($N = 0V$). Amplificatorul AO_2 se transformă în acest caz într-un inversor cu câștig unitar. Deci ieșirea lui AO_2 va fi tot „ $-v_{in}$ ”.

Semnele din fața lui v_{in} reprezintă o inversare de fază cu 180° .

Se remarcă că în cele două cazuri — alternanța pozitivă sau negativă — tensiunea de ieșire din amplificatorul AO_2 are aceeași fază. Deci tot ansamblul desenat în figura 6.19 acționează ca un redresor bialternanță echipat cu diode aproape ideale (tensiune de prag nulă).

Condensatorul C_2 servește la filtrarea tensiunii redresate bialternanță, constanta de timp $2RC_2$ alegându-se astfel încât tensiunile de curent continuu de la ieșirea amplificatorului operațional AO_2 , să reprezinte valoarea medie a semnalului aplicat în intrare.

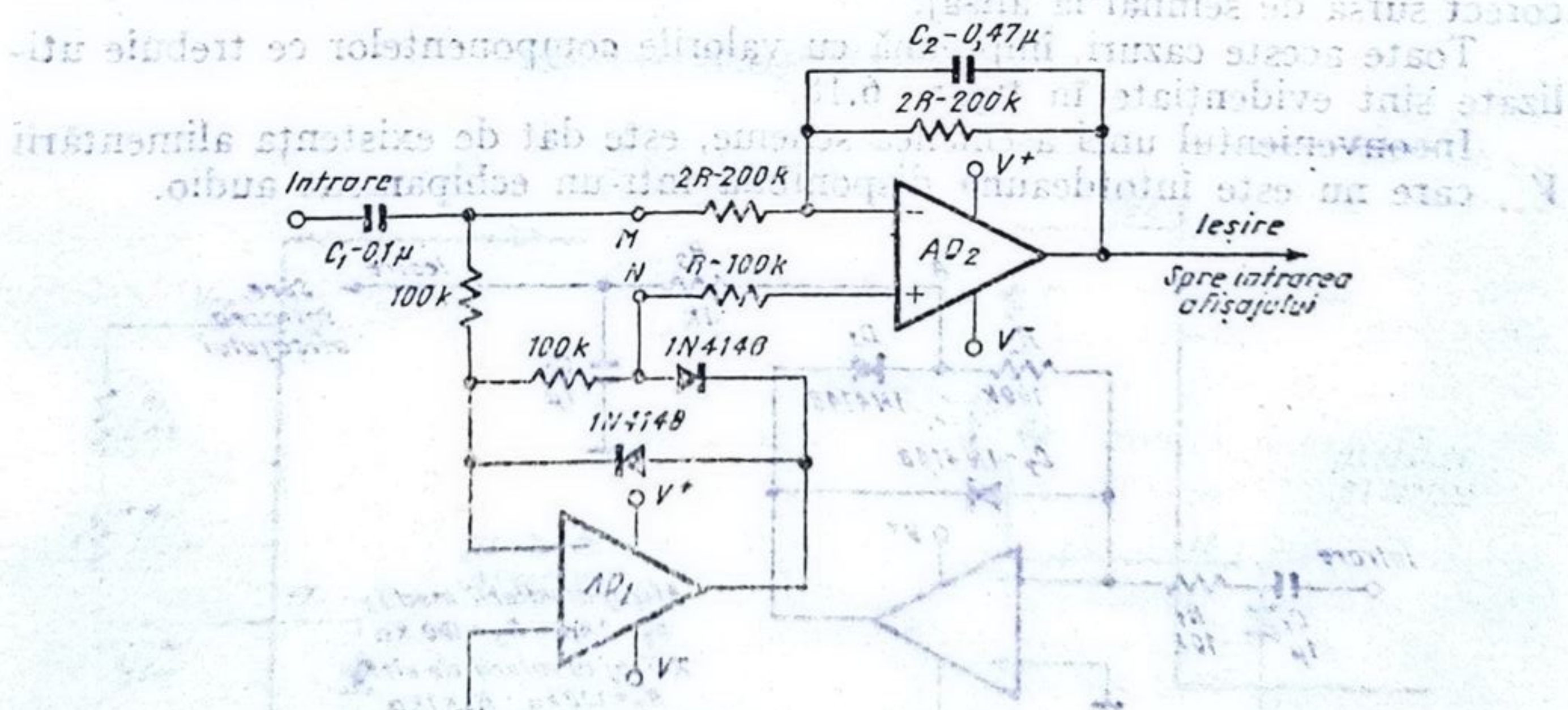


Fig. 6.19. Detector de precizie, pentru valoarea medie bialternanță, cu amplificatoare externe.

6.4.8. Utilizarea amplificatorului operațional intern pentru afișarea semnalelor alternative.

Dificultatea acestei aplicații constă în faptul că amplificatorul operațional intern este alimentat între tensiunea V^+ și masă, deci tensiunea de ieșire nu poate coborî sub zero volți. Chiar în situația în care tensiunea de ieșire este riguros zero volți, impedanța de ieșire este de aproximativ $10\text{ k}\Omega$ iar amplificatorul este practic blocat (amplificatorul nu amplifică semnale de intrare pentru care semnalul de ieșire este ≤ 0).

În acest context se remarcă însă capabilitatea intrărilor amplificatorului operațional în cauză de a lucra cu tensiuni de zero volți sau chiar ușor negative (până la $-0,3\text{ V}$).

Cu ajutorul unei deplasări de nivel (diodă sau tranzistor) acest impas poate fi trecut, după cum se va vedea în schemele care urmează.

● Detector de vîrf cu diodă în ieșire

Schema este desenată în figura 6.20. Amplificatorul este atacat de semnalul de intrare pe terminalul neinversor. Grupul de detecție R_2C este conectat la ieșirea amplificatorului operațional prin dioda D . Atunci cînd semnalul de intrare este mai mare decît tensiunea de pe condensatorul C , tensiunea de ieșire a amplificatorului crește, deschizînd dioda D pentru a mări tensiunea condensatorului readucînd la echilibru tensiunile de pe intrările inversoare și neinversoare ale amplificatorului. Îndată ce tensiunea de intrare scade sub valoarea tensiunii de pe condensatorul C (tensiunea intrării inversoare), dioda D se blochează.

Rezultă o funcționare în care condensatorul se încarcă pînă la valoarea maximă instantanee (alternanța pozitivă) cu un cîrent limitat în esență de rezistența R_1 . Descărcarea condensatorului are loc în timp ce tensiunea de la intrare este mai mică decît maximumul menționat anterior, constanta de timp de descărcare fiind R_2C .

Se remarcă faptul că valoarea tensiunii de deschidere a diodei D — neimportantă în ceea ce privește precizia de detecție — realizează o deplasare de nivel în ieșire. Acest ultim efect apare evident atunci cînd tensiunea de pe condensatorul C este zero. Pentru ca amplificatorul operațional să încarce condensatorul aflat în această stare, el trebuie să-și stabilească o tensiune de ieșire aproximativ egală cu tensiunea de deschidere a diodei ($+0,65\text{ V}$); amplificatorul se află în plină funcționare liniară.

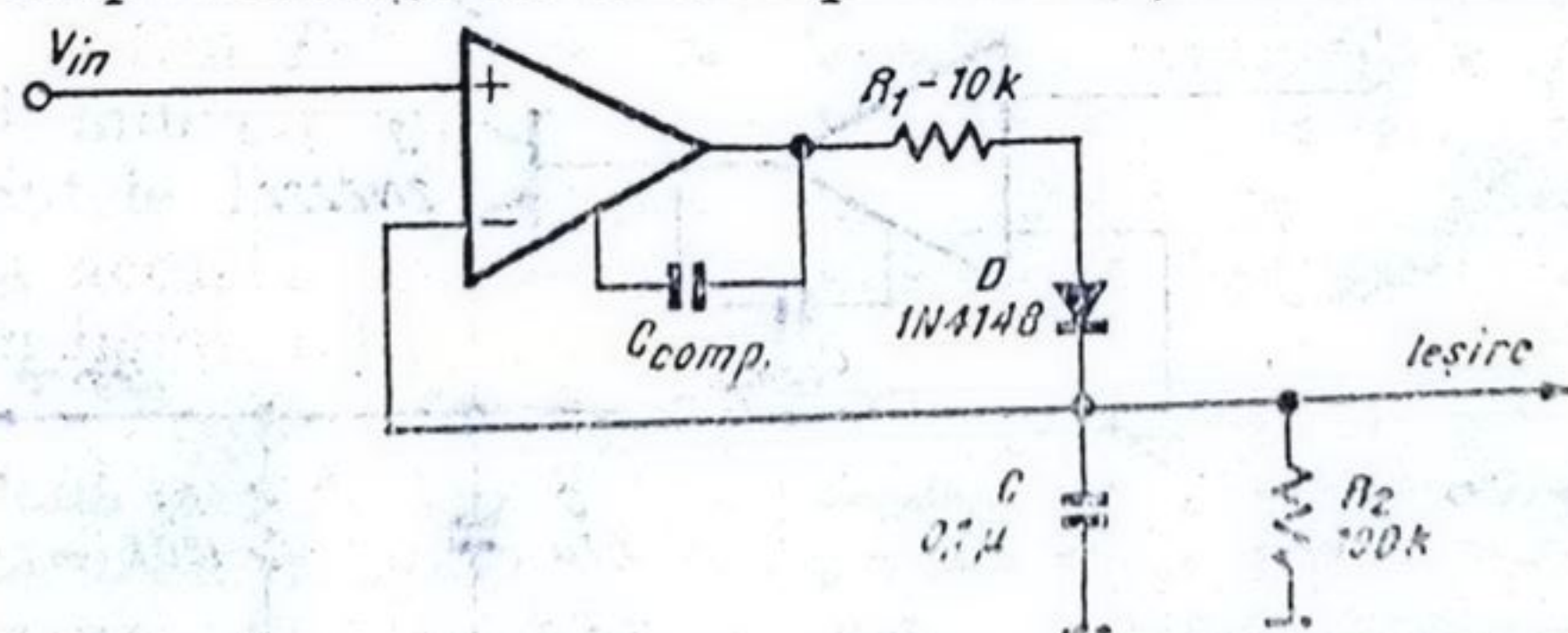


Fig. 6.20. Detector de vîrf utilizînd amplificatorul operațional intern

Condensatorul de compensare, C_{comp} , se alege în funcție de aplicația specifică, avînd valori tipice cuprinse între zeci și sute pF.

● Detector de valoare medie cu diodă în ieșire.

Se folosește aceeași schemă desenată în figura 6.20 schimbînd constan-

tele de timp de încărcare (R_1C) și de descărcare (R_2C) ale condensatorului C pentru a obține o componentă continuă proporțională cu valoarea medie a semnalului aplicat în intrare.

În acest caz R_1 crește, iar R_2 scade. Combinația de valori depinde de prescripțiile standardelor utilizate, sau în cazuri mai simple de efectul optic obținut.

Dacă este necesar ca acest grup să se cupleze capacitiv în intrare se va folosi re-zistența R_3 necesară polarizării de curent continuu a intrării neînver-soare a amplificatorului operațional (vezi figura 6.21).

● *Detector de valoare de vîrf care folosește un tranzistor și AO intern.*

Curentul de ieșire maxim admisibil care poate fi extras din amplificatorul operațional intern este de 1 mA. Deci dimensionarea rezistenței R_1 este limitată sus și în unele cazuri poate afecta răspunsul dinamic al afișajului.

O posibilitate de mărire a curentului injectat în condensatorul C o constituie folosirea tranzistorului Q , extern circuitului, ca în figura 6.22. Această componentă înlocuiește dioda D în figura 6.20 dar permite utilizarea valorilor mici pentru rezistențe R_1 deoarece de această dată curentul de încărcare al condensatorului C nu mai este generat direct de ieșirea amplificatorului operațional; el este „luat” din alimentare, prin intermediul rezistenței R_1 și tranzistorului Q (normal saturat).

● *Afișaj inversat*

Folosind amplificatorul operațional intern din $\beta L100$ și un tranzistor exterior Q se obține un afișaj inversat. Schema din figura 6.23 este de asemenea un detector de vîrf fără prag dar la care întreaga bareță este stinsă atunci cînd semnalul este maxim. Pentru valori mai mari (algebric) sau tensiuni pozitive partea aprinsă a baretei se lungește pentru ca să ajungă la lungimea maximă (5 LED-uri) atunci cînd la intrare se aplică tensiuni ≥ 0 V în regim staționar. Inversarea se datorește faptului că întreg amplificatorul operațional intern este conectat pentru rețea inversoare. Condensatorul C se descarcă la vîrfurile negative maxime prin R_1 și Q (presupus saturat) și se încarcă prin intermediul rezistenței R_2 .

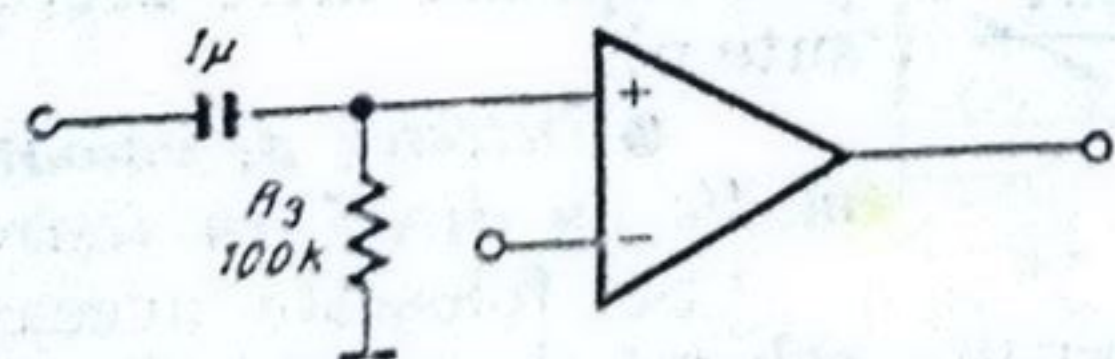


Fig. 6.21. Cuplajul capacitiv la o sursă alternativă de semnal audio.

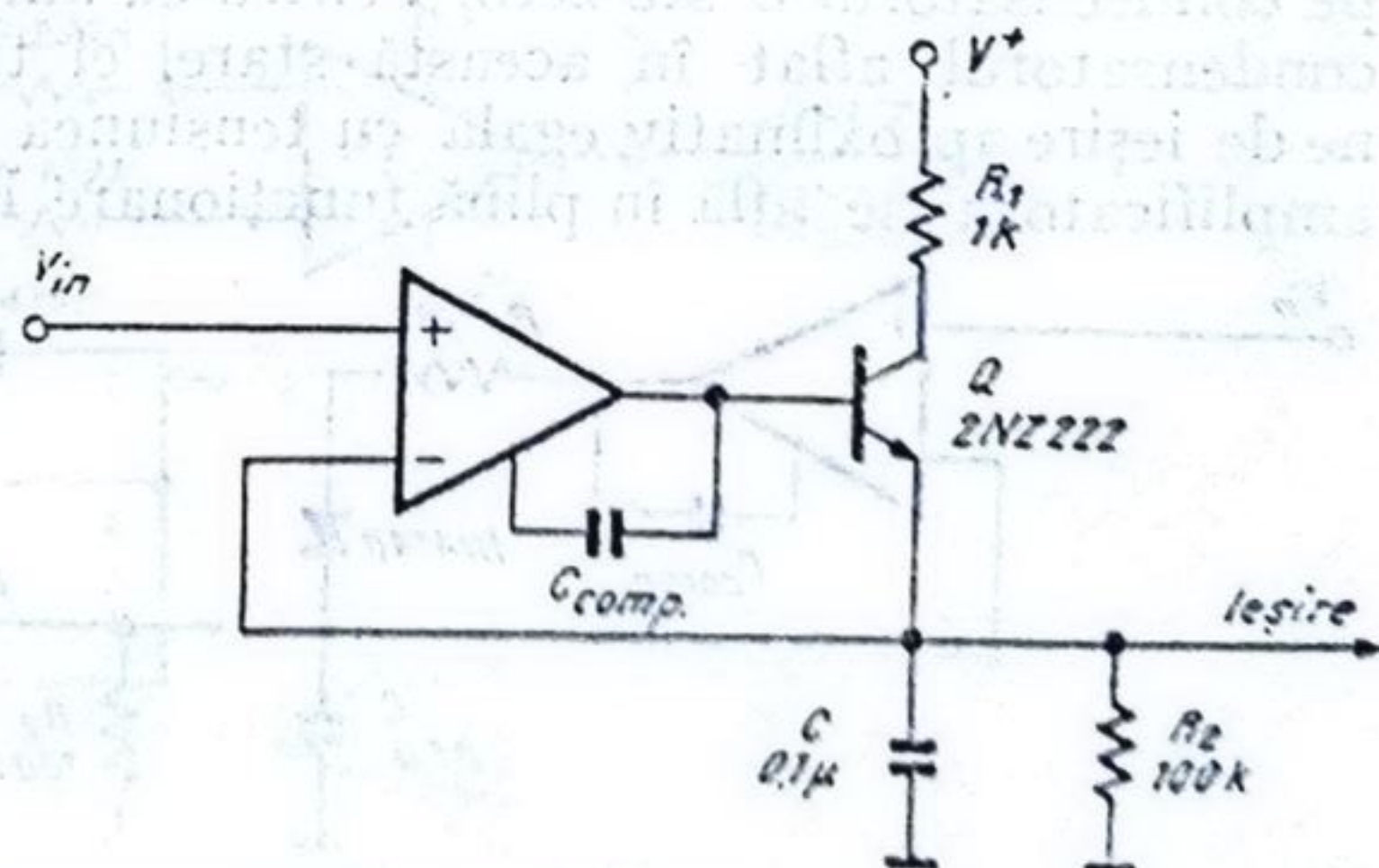


Fig. 6.22. Detector de vîrf care folosește un tranzistor în ieșirea amplificatorului operațional intern.

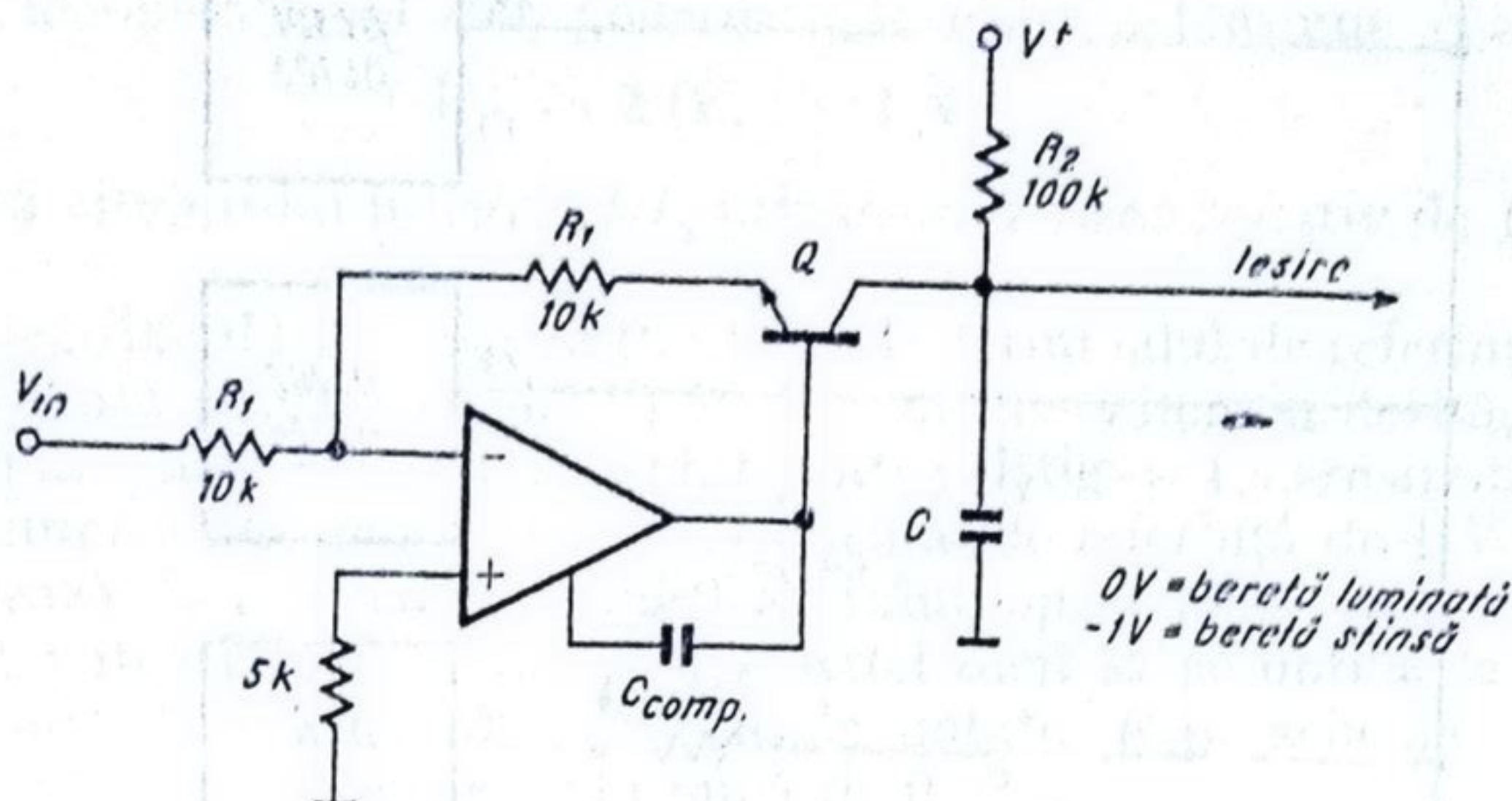


Fig. 6.23. Afișaj „inversat”.

Utilizarea amplificatorului intern este folositoare și pentru alte tipuri de procesare a semnalului înainte de a fi afișat. De la simpla amplificare în curent continuu sau alternativ a semnalului de intrare, inversarea sau nu a fazei și pînă la scheme complexe de relaxare sau de multiplicare acest amplificator operațional integrat alături de schema propriu-zisă de afișaj reprezintă o soluție ieftină și comodă. Practic se poate folosi la interfațarea semnalului de intrare cu afișajul dorit, orice schemă de utilizare a amplificatoarelor operaționale.

În calitate de exemplu, în paragraful următor se prezintă un afișaj liniar care conține 20 de diode electroluminiscente.

6.4.9. Afișaj liniar cu 20 de LED-uri

Cu patru circuite integrate se poate construi un afișaj cu 20 de LED-uri. În varianta liniară acest afișaj folosește două amplificatoare operaționale, amplificatoare disponibile în $\beta L105$ și $\beta L106$, și de asemenea se face apel la o tensiune de referință generată de unul din circuitele mai sus menționate.

O asemenea schemă este utilizabilă în construcția unui turometru de bord pentru automobile. Stabilind o turație maximă de 6 000 ture/minut rezultă o rezoluție a afișajului de 300 ture/LED. Schema este desenată în figura 6.24 și face apel la Tabelul 6.3.

Pentru o tensiune de intrare de 1 V întreaga bareta de 20 de LED-uri este aprinsă. Intervalul de aprindere a unui LED (rezoluția) este de 50 mV.

Din Tabelul 6.3 se desprinde organizarea unui asemenea afișaj. Sutele de milivolți impare pot fi afișate direct de un circuit de tip $\beta L101$ sau $\beta L105$. Sutele de milivolți pare vor fi afișate de un circuit $\beta L102$ sau $\beta L106$. Pînă la această fază întreaga schemă se comportă asemănător cu cea desenată în figura 6.14.

Pentru intervalele dintre pragurile de sute de milivolți sînt afectate două circuite CI_3 și CI_4 . Primul este un afișaj „impar” — $\beta L105$ (sau $\beta L101$), căruia i se aplică pe intrare tensiunea $V_{in}/2$, fapt realizat printr-un divizor rezistiv 10 k Ω , 10 k Ω . Al doilea circuit integrat este de tipul „par” — $\beta L106$ (sau $\beta L102$) căruia i se aplică pe intrare o tensiune,

$$V_4 = (V_{in} + 1 \text{ V})/2.$$

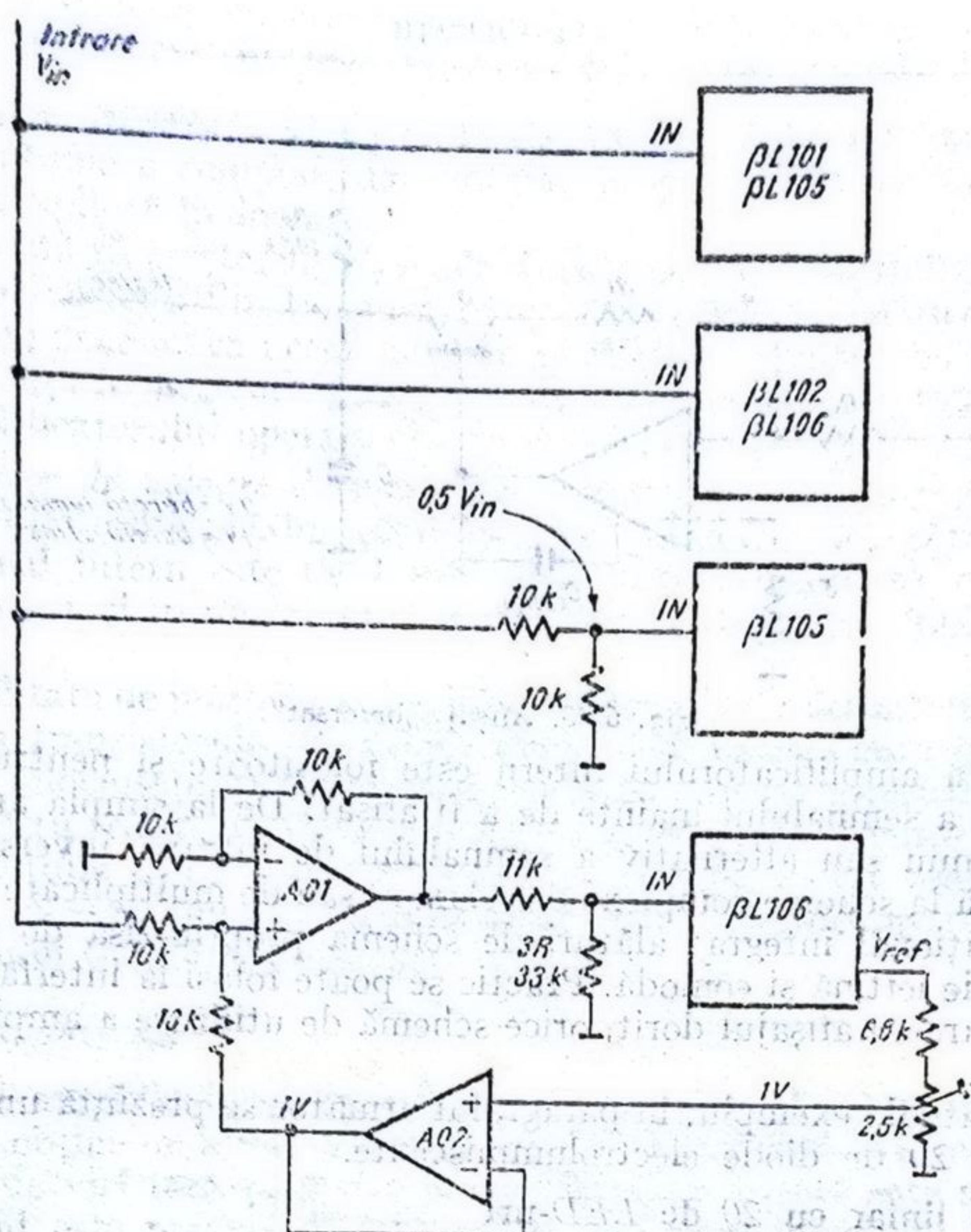


Fig. 6.24. Schema unui afișaj cu 20 de LED-uri, varianta liniară.

Tabelul 6.3

Numărul LED-ului aprins	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	20
Prag intrare	0,05	0,10	0,15	0,20	0,25	0,30	0,35	0,40	0,45	0,50	0,55	0,60	0,65	1V
CI_1		x								x				
CI_2				x				x				x		x
CI_3	x		x		x		x		x					
CI_4											x		x	

Semnalul aplicat lui CI_1 — direct V_{in} ($\beta L101/\beta L105$)

Semnalul aplicat lui CI_2 — direct V_{in} ($\beta L102/\beta L106$)

Semnalul aplicat lui CI_3 — $0,5 V_{in}$ ($\beta L105$)

Semnalul aplicat lui CI_4 — $0,5 (1V + V_{in})$ ($\beta L106$)

Amplificatorul operațional AO_1 generează la ieșire o tensiune egală cu,

$$V_{o1} = 2(V_{in} + 1\text{ V}),$$

care se aplică circuitului integrat CI_4 printr-un divizor rezistiv de $1/4$ ($11\text{ k}\Omega$, $33\text{ k}\Omega$).

Tensiunea fixă de 1 V este obținută de la terminalul de referință al circuitului CI_4 divizată rezistiv (reglabil) pînă se obține valoarea dorită, apoi aplicată unui alt amplificator AO_2 , conectat pentru câștig $+1$, care are rol de tampon. Astfel impedanța de ieșire a generatorului de referință de 1 V este mică și nu afectează funcționarea amplificatorului operațional AO_1 . Schema se reglează din potențiometrul de $2,5\text{ k}\Omega$ astfel încît să se obțină la ieșirea lui AO_2 o tensiune de 1 V . Toate rezistențele notate R pe schema din figura 6.24 trebuie să fie de precizie; mai bună de $0,5\%$.

Pentru un afișaj liniar lanțul de LED -uri se organizează fizic conform tabelului 6.3 pentru a obține o baretă monoton crescătoare din 50 în 50 de milivolți apelînd la aceeași procedură de întrețesere folosită și în schema din figura 6.14.

6.4.10. Afișaj de putere cu tranzistoare

Prin adăugarea din exterior a unor etaje de putere se pot aprinde lanțuri de becuri de intensitate apreciabilă. Un astfel de exemplu este dat în figura 6.25. Sursele luminoase (becuri cu incandescență) sînt comandate de circuitul

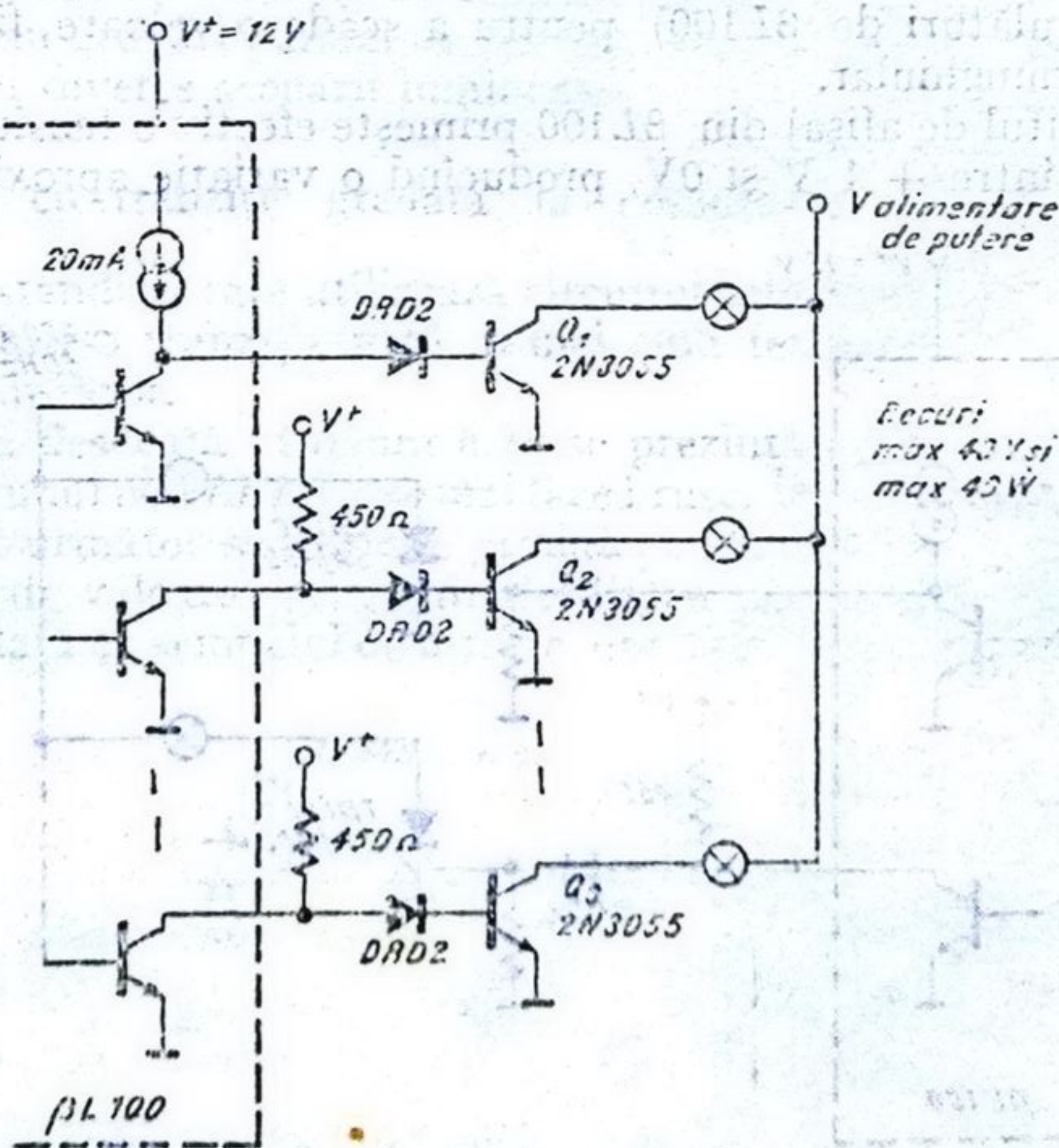


Fig. 6.25. Afișaj de putere cu tranzistoare

integrat $\beta L100$ prin intermediul unor tranzistoare de putere, a căror disipație rămâne mică deoarece lucrează blocat/saturat (din acest motiv în majoritatea cazurilor nu sînt necesare radiatoare).

Primul tranzistor, Q_1 , este comandat în bază direct de către sursa de curent de 20 mA. Celelalte tranzistoare finale vor căpăta curentul de bază necesar saturării lor prin rezistențele de tip R . Diodele $DRD2$ sînt necesare asigurării ferme la blocare, cunoscînd că tranzistorul de comandă integrat în $\beta L100$ are o tensiune de saturație maximă de 1,2 V la 50 mA.

Dacă se dorește comanda unor becuri mai puternice în locul tranzistoarelor 2N3055 se pot utiliza tranzistoare (sau combinații) Darlington. În acest caz se vor înlocui diodele $DRD2$ cu diode simple, 1N4001.

6.4.11. Afișaj de mare putere cu triace

În locul tranzistoarelor din figura 6.25 se va prezenta o schemă care poate aprinde becuri de pînă la 1 kW fiecare. Elementul de putere utilizat este un triac, de 6 A și 400 V care poate fi comandat direct de $\beta L100$. Schema este dată în figura 6.26.

Un asemenea montaj se folosește de exemplu în sălile de tip disco sau pe scene ce prezintă spectacole cu muzică puternic ritmată. O sursă de excitație reglabilă adaptată circuitului $\beta L100$ este desenată în figura 6.27. Ea generează o formă de undă apropiată de triunghi cu amplitudinea cuprinsă între +1 V și +2 V. Acest semnal este prelucrat de un amplificator operațional (integrat alături de $\beta L100$) pentru a scade o valoare fixă de +1 V din semnalul triunghiular.

Astfel circuitul de afișaj din $\beta L100$ primește efectiv o tensiune triunghiulară ce variază între +1 V și 0V, producînd o variație aproximativ liniară

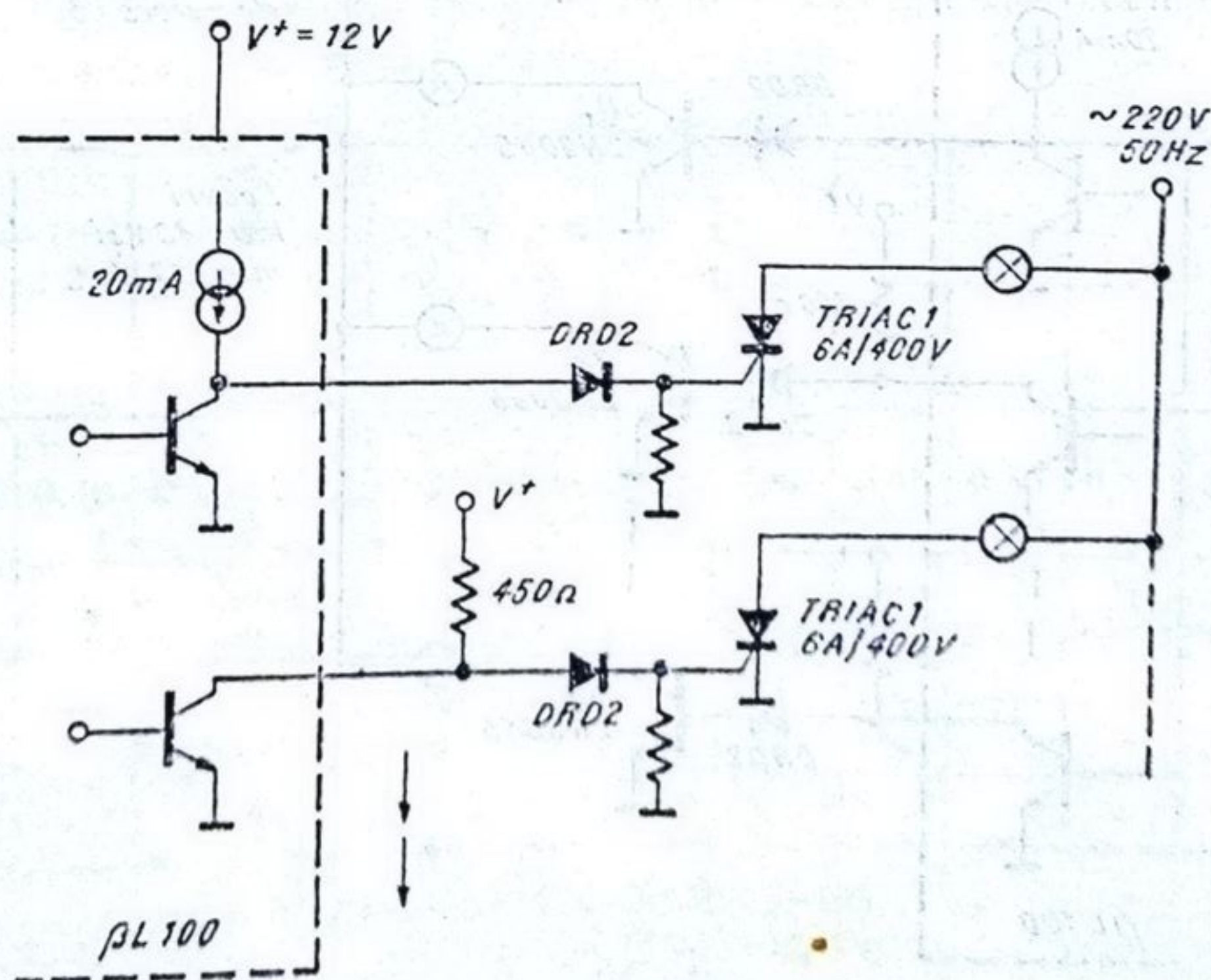


Fig. 6.26. Afișaj de putere cu triace.

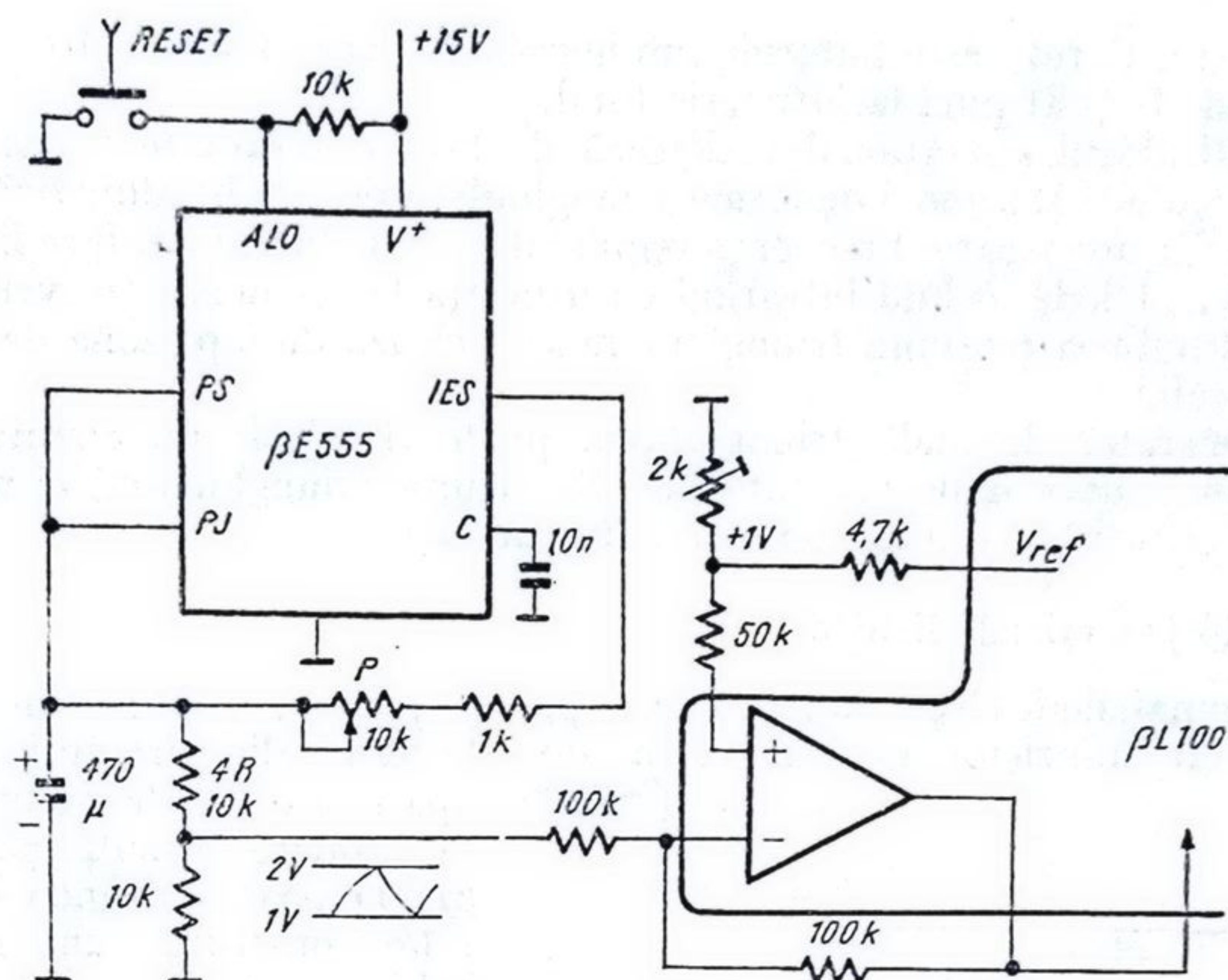


Fig. 6.27. Sursă pentru un afișaj dinamic.

a lungimii lanțului de becuri și cu cadență reglabilă. Prin aranjamentul diverselor becuri (sau grupări paralele de becuri) cât și prin amplasamentul lor fizic, se pot construi diverse scenarii luminoase.

6.4.12. Afișaj cu tranziție gradată la comutarea LED-urilor din baretă

Afișajele standard care utilizează circuitul integrat $\beta L100$ aprind un LED după altul printr-o tranziție netă atunci când tensiunea de intrare depășește pragul corespunzător.

În schema desenată în figura 6.28 se prezintă un afișaj în care tranziția de aprindere a unui nou LED nu se mai face brusc. În apropierea pragului de tensiune, LED-ul următor se aprinde gradat pe măsură ce tensiunea de intrare se depărtează de valoarea pragului. Rezultă o baretă luminoasă a cărei lungime este corelată cu semnalul de intrare, dar a cărei extremitate este modulată

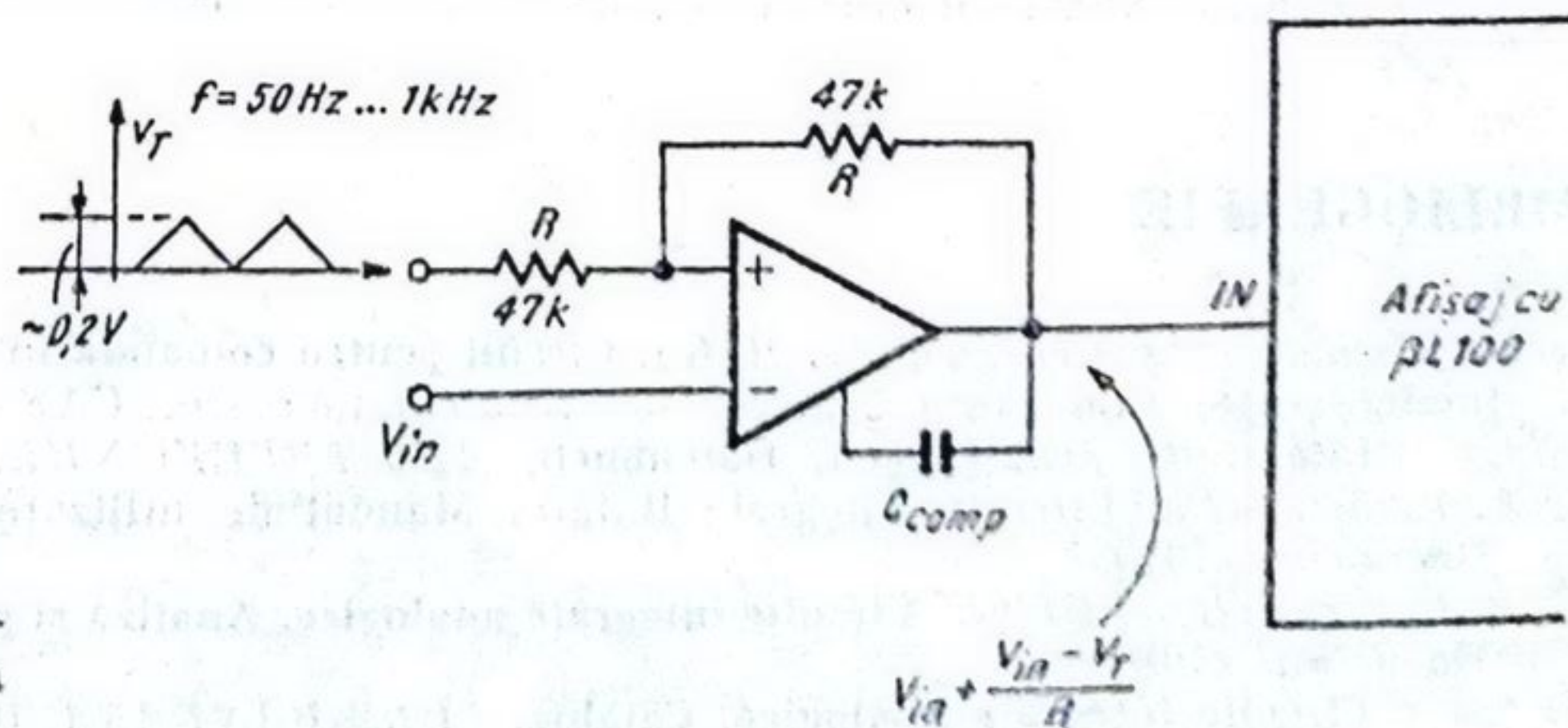


Fig. 6.28. Afișaj cu tranziție gradată la comutarea LED-urilor din baretă.

în intensitate. Bareta este puternic luminoasă la bază, iar la „vîrf” luminozitatea scade treptat pînă la întuneric total.

Amplificatorul operațional realizează de fapt o însumare a semnalului propriu-zis cu un alt semnal de formă triunghiulară de amplitudine fixă conectat în intrarea inversoare. Frecvența semnalului triunghiular se alege în domeniul 50 Hz ... 1 kHz, ochiul integrînd cu ușurință la asemenea frecvențe. Reglînd amplitudinea tensiunii triunghiulare se reglează de fapt zona de tranziție a afișajului.

Ca generator de undă triunghiulară poate fi folosit un circuit de tip $\beta E555$. Chiar dacă unda generată nu este riguros triunghiulară, ci mai degrabă exponențială, efectul optic rămîne același.

6.4.13. Afișaj cu cristale lichide

Nu numai diode electrolu miniscente pot fi aprinse sub formă de baretă. Deoarece un tranzistor saturat (tranzistor de ieșire din circuitul $\beta L100$) apare ca o rezistență dinamică de valoare scăzută circuitele $\beta L100$ poate comanda și o baretă construită din cristale lichide.

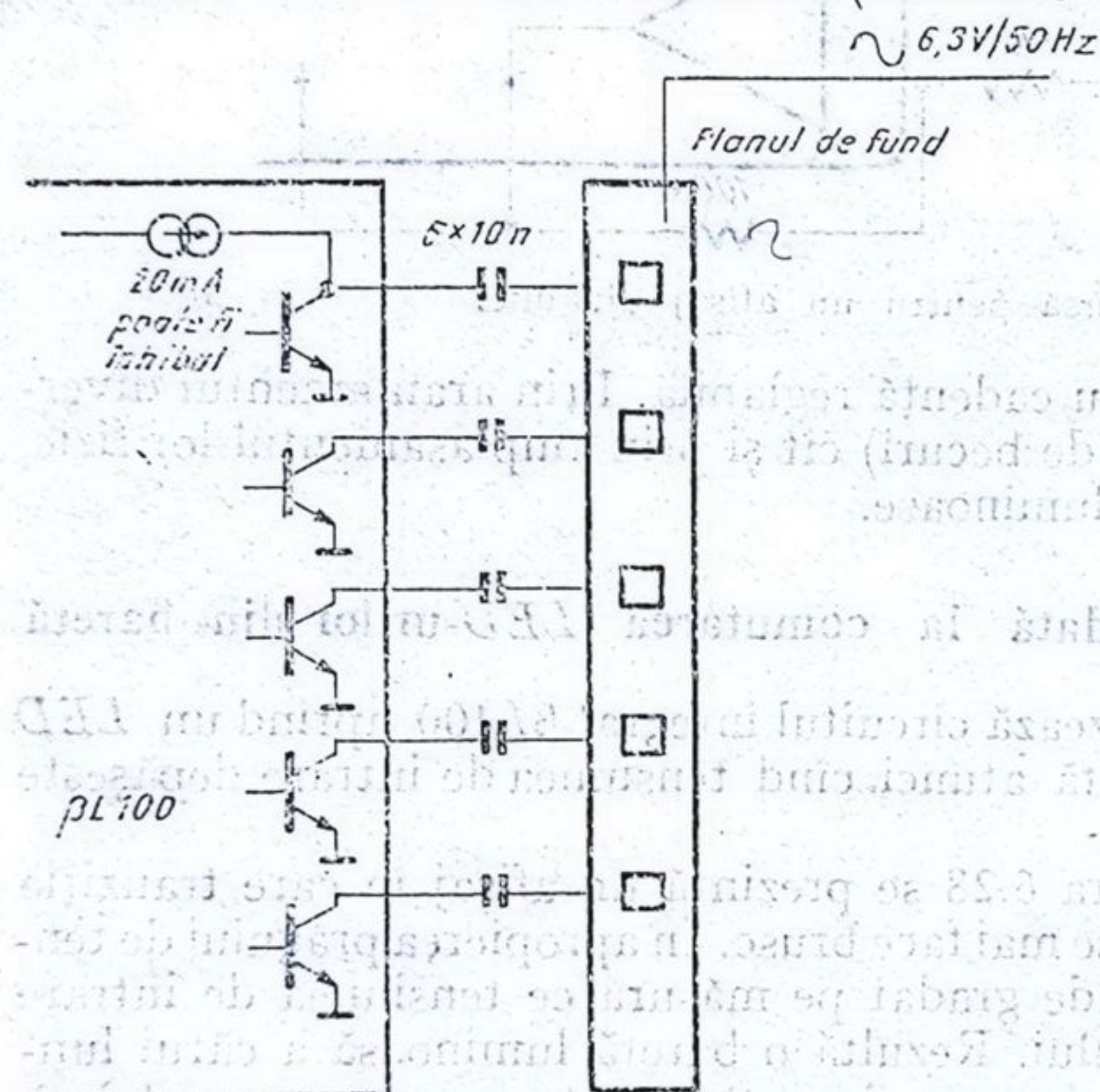


Fig. 6.29. Afișaj cu cristale lichide.

Din figura 6.29 se observă cuplajul capacitiv folosit între circuitul integrat și bareta propriu-zisă și de asemeni polarizarea în curent alternativ a planului de fund al afișajului. Pentru ca primul tranzistor să nu mai conducă curentul de polarizare necesar aprinderii LED-urilor se poate dar nu este absolut necesar, ca din exterior să se injecteze în terminalul I_{COM} un curent continuu mai mare de 0,5 mA (pentru a stinge LED-urile).

BIBLIOGRAFIE

1. N. Marinescu, St. Cristescu, M. Bodea. Circuit pentru comanda în cascadă a diodelor electroluminescente, Conferința Anuală de Semiconductoare, CAS — 1984, Timișul de Jos.
2. * * * Integrierte Schaltungen, Datenbuch, AEG-TELEFUNKEN, 1979/80.
3. A. Vătășescu ș.a. Circuite integrate liniare. Manual de utilizare, vol. I, Editura Tehnică București, 1979.
4. P. R. Gray, R. G. Meyer. Circuite integrate analogice. Analiză și proiectare, Editura Tehnică București, 1984.
5. * * * Circuite integrate analogice, Catalog, IPRS-BĂNEASA 1983.